



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação



Flávio José de Oliveira Moraes

Proposta e desenvolvimento de um sistema não-  
intrusivo baseado em *energy harvesting*,  
para aplicação na detecção de fraudes  
em instalações elétricas

Campinas  
2015



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação



Flávio José de Oliveira Moraes

**Proposta e desenvolvimento de um sistema não-  
intrusivo baseado em *energy harvesting*,  
para aplicação na detecção de fraudes  
em instalações elétricas**

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na Área de Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica.

Orientador: Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Flávio José de Oliveira Moraes, e orientada pelo Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias

---

Campinas  
2015

**Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s):** CAPES, Não se aplica

Ficha catalográfica  
Universidade Estadual de Campinas  
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura  
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

M791p      Morais, Flávio José de Oliveira, 1982-  
Proposta e desenvolvimento de um sistema não-intrusivo baseado em energy harvesting, para aplicação na detecção de fraudes em instalações elétricas / Flávio José de Oliveira Morais. – Campinas, SP : [s.n.], 2015.

Orientador: José Antonio Siqueira Dias.  
Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Sistemas elétricos de potência. 2. Sistemas embarcados (Computadores). 3. Consumo de energia. 4. Fraude. 5. Furto. I. Dias, José Antonio Siqueira, 1954-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

**Título em outro idioma:** Proposal and development of a non-intrusive system, based on energy harvesting, for fraud detection in electrical installations

**Palavras-chave em inglês:**

Electric power systems

Embedded systems

Energy consumption

Fraud

Theft

**Área de concentração:** Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

**Titulação:** Doutor em Engenharia Elétrica

**Banca examinadora:**

José Antonio Siqueira Dias [Orientador]

Elnatan Chagas Ferreira

Anderson Wedderhoff Spengler

Luís Fernando Caparroz Duarte

Rogério Lara Leite

**Data de defesa:** 18-12-2015

**Programa de Pós-Graduação:** Engenharia Elétrica

# Comissão Julgadora - Tese de Doutorado

**Candidato:** Flávio José de Oliveira Moraes

RA: 098403

**Data da Defesa:** 18 de dezembro de 2015

**Título da Tese:** Proposta e desenvolvimento de um sistema não-intrusivo baseado em *energy harvesting* para aplicação na detecção de fraudes em instalações elétricas.

Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Rogério Lara Leite (FATEC - Arthur de Azevedo)

Prof. Dr. Anderson Wedderhoff Spengler (Universidade Federal de Santa Catarina)

Prof. Dr. Luís Fernando Caparroz Duarte (UTFPR - Universidade Tecnológica Federal do Paraná)

Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.



A Deus, pela vida e pelas oportunidades. Aos meus pais pela total dedicação e incentivos. A minha namorada pelo apoio e amor. Aos meus amigos do peito que jamais me deixaram sozinho e jamais serão esquecidos. Aos meus mestres que me ajudaram a escalar mais um degrau da vida e em especial a meu orientador pela amizade e por acreditar em meu trabalho.

# Agradecimentos

Agradeço,

aos meus pais Ordeni de Oliveira Morais e Osvaldo José de Morais (*in memoriam*) pelo amor, carinho e apoio dedicados desde o primeiro dia de minha existência;

à minha querida irmã Waléria pelo carinho e amizade. É bom saber que posso contar com seu apoio sempre;

à minha namorada Cris Mello, pela ajuda, amor, dedicação e compreensão em virtude dos momentos que tive distante;

ao meu orientador, professor José Antonio Siqueira Dias, com o qual tive o prazer de trabalhar durante os últimos seis anos, no mestrado e também no doutorado. Pela oportunidade, amizade, acolhimento, orientação, atenção e confiança;

ao professor Elnatan Chagas Ferreira pela amizade, colaboração e ensinamentos filosóficos nas diversas áreas do conhecimento;

à Maria Bernadete de Morais França “Maria Doida”, pela amizade, respeito, carinho, apoio técnico e mão estendida em todos os momentos;

aos amigos Alcides Cremonesi, Alex Dante, Anderson Spengler “Kimi”, Davi Roveri “Loirinho do Bacurau”, Felipe Pfrimer “Felipão”, Felipe Araújo “Felipinho”, Luis Duarte, Luiz Eduardo “Goiano”, Marcos Vinícios “Goiano”, Paulo Soares, Pedro Dias, Reynaldo “Gianecchini”, Rodrigo Bacurau e Bacurela, Sérgio Vale “Opa pãozinho”, Tércio André, Wellington Roque e demais colegas do laboratório LEPO/DSE pelo apoio;

à melhor secretária do mundo Jaqueline Bison “Jaque”, aos colegas e amigos do DSIF que contribuíram para a realização deste trabalho. E à toda equipe da CPG/FEEC: Prof. Pedro Peres, Noêmia, Camila, Edson e Jerusa pela ajuda, apoio e amizade;

à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC) da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), pela oportunidade da realização da pesquisa. E à agência brasileira de Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro;

a todos aqueles que não foram citados, mas que colaboraram para a realização deste trabalho.

O saber a gente aprende com os mestres e os livros.  
A sabedoria, se aprende é com a vida e com os  
humildes.

Cora Coralina

# Resumo

Neste trabalho, são propostos cinco módulos que visam o desenvolvimento de um sistema não intrusivo para auxiliar no combate às perdas não técnicas causadas pelas fraudes de energia na rede de distribuição. Este trabalho foi projetado e implementado com instrumentação de baixo consumo, a alimentação é proveniente de sistema de *energy harvesting* eletromagnético e o envio dos dados é realizado via *wireless* que pode alcançar até 350 metros com visada direta. O sistema de medição é dotado de um TC (Transformador de Corrente), do tipo *clamp*, e possui capacidade para 120 A de corrente no primário. Este, além de fornecer o sinal a ser mensurado, também prove o sinal para a entrada do núcleo de *energy harvesting*, no qual inicia a carga dos supercapacitores com correntes a partir de 200 mA no primário do TC. Além disso, foi desenvolvido um sistema para realizar a sintonia da frequência de ressonância para 60 Hz, que ocorre, através da redução ou cancelamento da reatância indutiva do TC. O consumo geral do sistema desenvolvido fica em torno de 36  $\mu A$  (quando realizando medidas) e, nos testes realizados em campo, foi verificado que o sistema *energy harvesting* proporciona autonomia energética ao módulo apenas com a energia consumida por um refrigerador. Em decorrência do baixo nível de ruído, a sensibilidade do sistema de medida é extremamente alta, pois, o mesmo está equipado com um conversor A/D sigma delta de 24 bits, que detecta variações na ordem de 1,83 mA na corrente RMS monitorada. Para trabalhos futuros, pretende-se investigar novas técnicas para redução do consumo na transmissão sem fio e também circuitos dedicados para aumentar a eficiência do sistema de *harvesting* e, ainda, reduzir o consumo geral do sistema de medida.

**Palavras-chave:** Sistemas elétricos de potência, Sistemas embarcados (Computadores), Consumo de energia, Fraude, Furtos.

# Abstract

In this work, we propose five modules that aim at the development of a non-intrusive system to help combat non-technical energy losses caused by fraud in the distribution network. This work was designed and implemented with low consumption instrumentation, the power source comes from electromagnetic energy harvesting system and the data transmission is performed wireless that can reach up to 350 meters with line of sight. The measuring system is equipped with a CT (Current Transformer), clamp type, able to measure up to 120 A. In addition to provide the signal to be measured, this clamp also provides the power input to the energy harvesting core, that starts charging the supercapacitors with currents over 200 mA at the primary of the CT. Furthermore, a system was developed to perform the tuning of the resonant frequency to 60 Hz by reducing or canceling the inductive reactance CT. The overall consumption of the developed system is around 36  $\mu$ A (when performing the measurements). During the field tests, it was found that the energy harvesting system provides energy autonomy to the module only by measuring the energy consumed by a refrigerator since it is for example. Due to the low noise, the sensitivity of the measurement system is extremely high, equipped 24-bit delta sigma an A/D, which detects variations in the order of 1.83 mA in the monitored RMS current. For future works, is intended to investigate new techniques to reduce consumption in wireless transmission dedicated circuits and also to increase the harvesting system efficiency, and also reduce the overall consumption of the measuring system.

**Keywords:** Electric power systems, Embedded systems, Energy consumption, Fraud, Theft.

# Lista de Figuras

2.1	Diagrama simplificado do $\mu C$ utilizado no projeto do MHarvesting. . . . .	23
2.2	Fluxograma simplificado do <i>firmware</i> de calibração do VLO através do oscilador externo. . . . .	25
2.3	Consumo durante a calibração do VLO através do cristal externo. . . . .	26
2.4	Diagrama simplificado do circuito de gerenciamento de energia para o MHarvesting. . . . .	27
2.5	Corrente de carga em $C_{out}$ e $C_{out2}$ em função da corrente no primário do TC. . . . .	31
2.6	Corrente de carga dos capacitores durante a operação do conversor $\Sigma\Delta$ . . . . .	32
2.7	Comparação entre versões desenvolvidas. . . . .	33
2.8	Chaveamento do sinal AC entre circuito de <i>harvesting</i> e entrada do conversor $\Sigma\Delta$ . . . . .	35
2.9	Chave $Sw\_Curto$ utilizada durante o chaveamento do sinal para o conversor $\Sigma\Delta$ . . . . .	36
2.10	Fluxograma simplificado do <i>firmware</i> responsável pela leitura da corrente RMS. . . . .	39
3.1	Esquemático simplificado do circuito do rádio implementado no MHarvesting e MInt. . . . .	42
3.2	Fluxograma simplificado do <i>firmware</i> para recepção de dados do MHarvesting. . . . .	44
3.3	Consumo de corrente durante a recepção de dado do MHarvesting. . . . .	46
3.4	Fluxograma simplificado do <i>firmware</i> para realizar a transmissão de dados. . . . .	46
3.5	Consumo de corrente durante a transmissão de dado do MHarvesting. . . . .	48
3.6	Esquemático simplificado do MInt. . . . .	49
3.7	Fluxograma simplificado do <i>firmware</i> do MInt. . . . .	50
3.8	Tempo entre requisições de dados enviadas ao MHarvesting pelo MInt. . . . .	51
4.1	Varredura em frequência dos TCs com passos de 0,5 Hz. . . . .	55
4.2	Esquemático geral do MSint. . . . .	57
4.3	Fluxograma simplificado do <i>firmware</i> do MSint. . . . .	59
4.4	Comparação entre os sinais do TC10 com e sem capacitor sintonizador de frequência de ressonância. . . . .	60

4.5	Comparação entre os sinais do TC—CR3110 com e sem capacitor sintonizador de frequência de ressonância para correntes de 60 $mA$ e 200 $mA$ . . .	61
4.6	Esquemático geral do $MLog_{rms}$ . . . . .	63
4.7	Fluxograma simplificado do <i>firmware</i> do $MLog_{rms}$ . . . . .	65
4.8	Monitoramento da corrente RMS de uma residência com alimentação bifásica durante 24 horas. . . . .	67
4.9	Monitoramento da corrente RMS de uma residência com alimentação trifásica durante 7 horas. . . . .	68
4.10	Monitoramento da corrente RMS do refrigerador durante 12 horas. . . . .	69
4.11	Diagrama geral do $MLScap$ . . . . .	70
4.12	Fluxograma simplificado do <i>firmware</i> do $MLScap$ . . . . .	72
4.13	Monitoramento dos sinais de tensão $V_{COUT}$ e $V_{COUT2}$ pelo $MLScap$ durante 2 dias. . . . .	74
4.14	Monitoramento dos sinais de tensão $V_{COUT}$ e $V_{COUT2}$ durante 40 dias. . . .	76

# Lista de Tabelas

2.1	Comparação dos consumos de corrente para tensões de 1,8 V e 3,6 V. . . .	39
3.1	Estágios de funcionamento do MHarvesting. . . . .	51
4.1	Indutâncias levantadas em laboratório e ordenadas de forma decrescente. .	57
5.1	Comparação de consumo entre os sistemas de detecção de fraude desenvolvidos. . . . .	79



# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>15</b>
1.1	Objetivos . . . . .	16
1.1.1	Objetivo geral . . . . .	17
1.1.2	Objetivos específicos . . . . .	17
1.2	Organização do texto . . . . .	17
<b>2</b>	<b>Sistema de <i>energy harvesting</i> e digitalização da corrente RMS</b>	<b>19</b>
2.1	Introdução . . . . .	19
2.2	Trabalho anterior . . . . .	19
2.3	<i>Energy Harvesting</i> . . . . .	21
2.4	Módulo Medidor com <i>Energy Harvesting</i> – MHarvesting . . . . .	22
2.4.1	Circuito gerenciador de aplicação . . . . .	22
2.4.2	Circuito de gerenciamento de energia . . . . .	26
2.4.3	Sinal AC e conversor $\Sigma\Delta$ de 24 bits . . . . .	34
2.4.4	Tensão de alimentação . . . . .	39
2.5	Conclusões . . . . .	40
<b>3</b>	<b>Desenvolvimento de um sistema <i>ultra low power</i> para comunicação</b>	<b>41</b>
3.1	Introdução . . . . .	41
3.2	Circuito de comunicação do MHarvesting . . . . .	41
3.2.1	Recepção de dados do MHarvesting . . . . .	43
3.2.2	Transmissão de dados para MHarvesting . . . . .	45
3.3	Módulo Interrogador – MInt . . . . .	47
3.3.1	Descrição do <i>hardware</i> e funcionamento do MInt . . . . .	48
3.3.2	<i>Firmware</i> do MInt . . . . .	49
3.3.3	Experimentos em laboratório utilizando o MInt . . . . .	50
3.4	Conclusões . . . . .	51
<b>4</b>	<b>Módulos auxiliares desenvolvidos para o sistema de <i>energy harvesting</i></b>	<b>53</b>
4.1	Introdução . . . . .	53
4.2	Otimização do circuito de <i>front-end</i> do transformador de corrente . . . . .	54

4.2.1	Teste de Varredura em frequência nos TCs . . . . .	54
4.2.2	Módulo Sintonizador de Frequência de Ressonância – MSint . . . .	56
4.3	Sistemas <i>Data Logger</i> . . . . .	62
4.3.1	Módulo para medida de corrente RMS – MLog <sub>rms</sub> . . . . .	63
4.3.2	Módulo de medição da tensão de Supercapacitor – MLScap . . . .	69
4.4	Conclusões . . . . .	76
<b>5</b>	<b>Conclusões e Trabalhos Futuros</b>	<b>78</b>
5.1	Conclusões . . . . .	78
5.2	Perspectiva de trabalhos futuros . . . . .	80

# Capítulo 1

## Introdução

DESDE o início das privatizações do setor elétrico brasileiro, em meados da década de 90, as empresas desenvolvem suas atividades buscando aumento de lucro e desenvolvimento contínuo, através da fixação de metas e resultados, bem como no aprimoramento de gestão. Porém, uns dos maiores problemas enfrentados pelo setor elétrico brasileiro são as perdas tanto na transmissão como na distribuição. Em ambos os casos, uma parcela das perdas do sistema elétrico é repassada às tarifas e pagas pelos consumidores regulares.

O sistema elétrico de potência pode ser dividido em três segmentos: geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. As distribuidoras recebem a energia das transmissoras, geradoras ou até mesmo de outras distribuidoras e a repassam aos consumidores finais, que podem ser tanto rurais, comerciais, industriais, entre outros [1].

A energia medida, após distribuição, pelas empresas distribuidoras de energia elétrica é sempre inferior ao valor recebido das transmissoras. Essa diferença entre os valores recebidos e distribuídos é chamada de perda do setor elétrico. Essas perdas são divididas em duas categorias: a primeira é chamada de perda na rede básica ou na transmissão e ocorrem entre a geração de energia e os limites até a distribuição. Os custos dessas perdas são divididos em 50 % para geração e 50 % para o consumo. A segunda categoria são as perdas que ocorrem no próprio sistema da distribuidora de energia elétrica e são divididas, também, em duas subcategorias: perdas técnicas e perdas não técnicas ou comerciais [2,3].

As perdas técnicas são inerentes ao processo de distribuição de energia, ou seja, são vinculadas às propriedades físicas dos componentes do sistema elétrico. Um dos maiores responsáveis pelo percentual de perdas técnicas é o efeito Joule, que ocorre da transformação da energia elétrica em energia térmica nos condutores. No entanto, conhecendo as cargas e os componentes do sistema de distribuição, essas perdas podem ser estimadas através de modelos matemáticos como os existentes nos cálculos de fluxo de potência [4,5].

Já as perdas não técnicas ou comerciais podem ser definidas como a diferença entre perdas totais e as perdas técnicas. As perdas não técnicas são causadas, principalmente, pelas fraudes e furtos de energia, erros de medição, erros no processo de faturamento, ausência de equipamento para medição e entre outros fatores.

Apresentam-se na sequência, como exemplo os volumes de perdas não técnicas em duas empresas de distribuição de energia elétrica; Light (Light Serviços de Eletricidade S.A) e Ampla (Ampla Energia e Serviços S.A), que atuam no Estado do Rio de Janeiro.

Nos últimos 12 meses, as perdas não técnicas da Light totalizam 39,63 % sobre a energia distribuída. Este percentual posiciona a Light no topo das concessionárias de distribuição de energia elétrica que mais acumulam perdas não técnicas no Brasil. Para potencializar a redução das perdas não técnicas a Light investiu R\$ 165,6 milhões de reais nos últimos 12 meses em ações que vão desde os processos convencionais de inspeção de fraude, modernização da rede e dos sistemas de medição até o projeto APZ (Área de perda Zero) [6]. Já as perdas não técnicas da Ampla chegam 18,40 % da energia distribuída. Para minimizá-las, nos últimos 12 meses foram investidos cerca R\$ 220 milhões de reais no combate as perdas [7].

No contexto das perdas não técnicas, o objeto de estudo deste trabalho é centrado apenas no combate as fraudes de energia elétrica, através da introdução de uma nova etapa de monitoramento do consumo de energia. Como é comum confundir ou agrupar as perdas por fraudes e furtos de energia elétrica, vale ressaltar suas diferenças. O furto de energia ocorre quando uma unidade consumidora se liga diretamente a rede de distribuição, sem a previa autorização da concessionária de distribuição de energia. Normalmente, são as ligações irregulares, clandestinas, concentradas principalmente em áreas invadidas, favelas ou áreas de difícil acesso pelos agentes da concessionária [8]. Já a fraude de energia ocorre quando o sistema de medição de energia elétrica é adulterado ou quando realiza-se um desvio no ramal de entrada, ou seja, a energia não é calculada pelo medidor da unidade consumidora [5].

As concessionárias de distribuição de energia elétrica possuem um departamento responsável pela recuperação de receitas causadas pelas perdas não técnicas de energia. Uma das metodologias adotadas pelas concessionárias de distribuição para recuperar receitas é analisar o consumo de energia das unidades consumidoras através de um programa de computador que monitora o histórico de consumo e indica qual a unidade deve ser inspecionada por um eletricitista. No entanto, esta inspeção é complexa, depende da experiência do profissional e de aparelhos sofisticados para analisar o padrão do cliente a procura de anomalias na ligação [5].

## 1.1 Objetivos

O objetivo deste trabalho é desenvolver um medidor indireto de energia para ser posicionado entre a rede secundária e o padrão de entrada da unidade consumidora. A utilização deste medidor deve preceder a inspeção indicada pelo *software*, ou seja, só ocorrerá a inspeção pelos eletricitistas se no final do período for indicado uma divergência superior a 15 % entre o medidor de energia elétrica e medidor indireto [9].

O procedimento para utilizar o medidor indireto, na atividade de pré-inspeção, deve-se tomar nota dos valores indicados pelo medidor de energia elétrica antes e após a retirada do medidor indireto. No final do período amostral, os dados armazenados pelo medidor indireto são coletados e estima-se o valor da energia consumida no período, através da tensão elétrica média da região e também do fator de potência 0,76 [9].

### 1.1.1 Objetivo geral

Desenvolver um novo medidor não-intrusivo de ultra baixo consumo para estimar o consumo de energia elétrica, que será aplicado no estudo e análise de detecção de fraudes em instalações elétricas residenciais. Este deve ser capaz de utilizar a técnica de *energy harvesting* e captar energia do sensor de corrente para alimentar os componentes do circuito. Assim, minimiza manutenções e reduz o custo geral do módulo, pois não é necessita a troca de baterias.

### 1.1.2 Objetivos específicos

- Desenvolver um novo módulo medidor de ultra baixo consumo para medida de corrente elétrica que seja alimentado por *energy harvesting*.
- Desenvolver um novo módulo interrogador com comunicação sem fio para realizar a coleta dos dados do novo módulo medidor de forma rápida e confiável.
- Desenvolver um módulo para determinar qual valor de capacitância que proporciona maior tensão no secundário de um transformador de corrente, com o menor valor de corrente no primário, a fim de aumentar a eficiência do sistema de *energy harvesting* implementado no módulo medidor.
- Desenvolver um módulo *data logger* para medir e armazenar a corrente elétrica RMS em modo *stand by* de uma residência típica. Com esses dados é possível projetar um sistema de *energy harvesting* para funcionar com este nível de corrente.
- Desenvolver um módulo *data logger* para medir e armazenar as tensões elétricas do capacitor e do supercapacitor, utilizados no sistema de *energy harvesting*. Com este módulo é possível analisar o desempenho do sistema de *energy harvesting* implementado no novo módulo medidor.

## 1.2 Organização do texto

O trabalho está organizado da seguinte forma. No capítulo 2, tem-se uma breve apresentação do equipamento desenvolvido anteriormente durante o mestrado. Na continuação do capítulo são apresentadas as inovações desenvolvidas para novo módulo medidor

afim de reduzir o consumo médio de corrente e também para captação de energia. Inicia-se com a técnica para calibrar o *clock* interno do microcontrolador através de um cristal externo de alta frequência e, na sequência, apresenta-se o sistema de *energy harvesting* responsável pela captação de energia do transformador de corrente e também pelo armazenamento de energia em supercapacitor para alimentar os componentes do módulo medidor. Encerrando o capítulo, destaca-se o processo de digitalização da corrente RMS utilizando um conversor A/D  $\Sigma\Delta$  de 24 bits e a influência do sistema de *energy harvesting* no sinal a ser medido pelo conversor A/D.

No capítulo 3 apresenta-se o sistema de comunicação e as técnicas utilizadas para reduzir o consumo de corrente durante a transmissão e recepção de dados do módulo medidor. Na parte inicial do capítulo é apresentado o *transceiver* utilizado no desenvolvimento e na sequência descreve-se o módulo responsável pela interrogação do módulo medidor durante a coleta dos dados.

No capítulo 4 são apresentados três módulos que foram desenvolvidos para auxiliar na implementação do sistema não-intrusivo. Primariamente, é apresentado o módulo responsável pelo desempenho do sistema *energy harvesting* para baixas correntes no primário do transformador de corrente. Na sequência, apresenta-se o módulo responsável por indicar, através do *data logger* de corrente RMS, qual o valor de corrente elétrica no primário do TC é necessário para que o sistema *energy harvesting* implementado no módulo medidor funcione. Para finalizar o capítulo, apresenta-se o módulo responsável pela medição da tensão nos capacitores do sistema *energy harvesting* implementado no módulo medidor.

Por fim, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões sobre o trabalho realizado juntamente com as propostas de trabalhos futuros.

## Capítulo 2

# Sistema de *energy harvesting* e digitalização da corrente RMS

### 2.1 Introdução

COM o objetivo de desenvolver um novo sistema de medida de ampere-hora autossuficiente alimentado por *energy harvesting*, foi projetado e implementado um módulo que utiliza o sinal medido, através de um transformador de corrente, para realizar o armazenamento da energia em supercapacitores. Esta energia é utilizada para alimentar todos os componentes do circuito. Neste capítulo são apresentadas algumas características da versão inicial do equipamento eletrônico desenvolvido. Inicialmente descreve-se a estrutura do equipamento desenvolvido e alguns pontos passíveis de melhoria. Na sequência do capítulo, são apresentadas várias técnicas utilizadas na implementação do sistema não-intrusivo e com *energy harvesting*. A primeira técnica utilizada para reduzir o consumo de corrente, foi combinar a operação das várias possibilidades de *clock* sem comprometer a precisão da base de tempo. Em seguida, apresenta-se o circuito de *energy harvesting* proposto, que é responsável pela transformação do sinal AC em DC para alimentar os componentes de maior consumo. Para finalizar, apresenta-se o processo de digitalização da corrente RMS e os problemas introduzidos pelo sistema *energy harvesting* no sinal a ser medido pelo conversor A/D  $\Sigma\Delta$  de 24 bits. Nas próximas seções serão apresentadas as implementações e operações do módulo medidor de corrente RMS alimentado por *energy harvesting*, assim como alguns resultados de ensaios de desempenho, consumo e evolução realizados em laboratório e conclusões.

### 2.2 Trabalho anterior

A primeira versão do equipamento eletrônico desenvolvido para detectar roubo de energia elétrica apresentava alguns problemas que foram totalmente sanados nessa versão

do sistema. A seguir descrevem-se as estruturas utilizadas na versão inicial do sistema.

Para o desenvolvimento do equipamento eletrônico inicial foi utilizado um  $\mu C$  (microcontrolador), MSP430AFE232 [10] da TI (Texas Instruments), que pode operar a partir de três fontes distintas de *clock*. Duas são internas, VLO (*Very Low Oscillator*) e DCO (*Digitally Controlled Oscillator*), que variam em função da temperatura e a terceira possibilidade de *clock* é uma fonte externa que apenas funciona em alta frequência. Pela nomenclatura utilizada pela TI, fontes de *clock* até 32 kHz são chamadas de baixa frequência e acima desse valor são ditas de alta frequência (do inglês HF, *High Frequency*).

Para estimativa do consumo de energia realiza-se o cálculo da corrente RMS das fases de ligação do consumidor monitorado. Este cálculo da corrente RMS é realizado uma vez por segundo, sendo indicado por um *timer* que funciona com a fonte de *clock* proveniente de um cristal externo e com frequência de 2 MHz.

A especificação do  $\mu C$  indica que o mesmo pode consumir no máximo 220  $\mu A$ /MHz, isto quando o cristal externo estiver em funcionamento. Como o cristal externo deve permanecer ativo para manter a base de tempo do *timer* atualizada, o consumo médio de corrente mensurado em laboratório, para a frequência de 2 MHz, foi de  $\approx 250 \mu A$  que apenas assegura o tempo necessário para a realização do cálculo da corrente RMS.

Um dos requisitos de projeto para o desenvolvimento do equipamento eletrônico era que a autonomia de bateria deveria ser superior a 1 ano. Porém, considerando a utilização de uma bateria com capacidade de 1.200 *mA*, apenas o cristal externo iria limitar a estimativa de tempo de vida útil em 200 dias. Portanto, para alcançar o requisito de projeto, foi necessário utilizar duas baterias de alta capacidade de corrente (1.200 *mA*) o que impactou diretamente no custo final do equipamento.

O custo também foi o fator determinante na escolha do cristal externo, pois, o ideal seria utilizar um com o menor valor de frequência possível para diminuir o consumo médio de corrente do equipamento. Porém, o cristal de 2 MHz foi o que apresentou melhor custo benefício para ser utilizado no desenvolvimento.

As baterias utilizadas para alimentar todos os componentes empregados no desenvolvimento do equipamento possuem tensão de 3,6 V e alimentam diretamente o circuito. Mesmo dentro da faixa de operação especificada pelo fabricante, tensão máxima de 3,6 V, todos os periféricos utilizados e também os modos de operação apresentam consumo de corrente superiores aos indicados no manual do  $\mu C$ . Portanto, a não utilização de um regulador de tensão, apesar de simplificar e reduzir o custo, acaba aumentando o consumo médio de corrente do equipamento.

Para realizar a calibração do conjunto (sistema de medida + TC) do equipamento desenvolvido, foi escolhido um ponto na faixa que incluía as cargas de maior consumo de energia. Nos testes realizados, após a calibração, verificou-se que o mesmo apresentava uma boa linearidade, se for analisada a faixa de operação como um todo. Porém, para correntes inferiores a 100 *mA*, no primário do TC, o erro pode chegar até 1,0 %.



O procedimento para realizar a coleta dos valores de correntes acumulados pelos medidores, após o retorno do campo, é estabelecer um *link* sem fio, deste, com outro dispositivo que se comunica com um computador via porta USB (*Universal Serial Bus*). Como não foi possível o desenvolvimento de um módulo proprietário, utilizou-se um *kit* de desenvolvimento, eZ430–RF2500 da TI, para realizar a coleta dos dados do equipamento eletrônico.

Para a aplicação em questão, o *kit* apresentou alguns inconvenientes que reduziram o desempenho do equipamento. O primeiro, refere-se ao tempo total que o equipamento deve permanecer com o rádio ligado aguardando uma possível comunicação com o mesmo. Para aumentar a estimativa do tempo de vida da bateria, foi desenvolvida uma técnica de comunicação que desliga o rádio do equipamento. A cada 5 s, é necessário ligar o rádio por 25 ms para verificar se existe outro dispositivo que esta tentando estabelecer um *link*. Por se tratar de uma comunicação *half-duplex*, a cada solicitação realizada por ambos dispositivos, é necessário aguardar um período de tempo para não haver colisão de dados. Portanto, a janela de tempo, de 25 ms que o rádio permanece ativo aguardando uma possível comunicação, promove um incremento de 80  $\mu A$  no consumo médio do equipamento.

Outro ponto negativo, decorrente da utilização do kit de desenvolvimento, é o alcance máximo das comunicações entre os dispositivos. Nos testes realizados não foi possível estabelecer um *link* para distâncias superiores a 10 metros. Portanto, na captura dos dados é necessário que os módulos estejam bem próximos para minimizar os erros e também aumentar a confiabilidade da comunicação.

## 2.3 *Energy Harvesting*

As técnicas de *energy harvesting* ou colheitas de energia são utilizadas em um grande número de aplicações, com destaque para redes de sensores sem fio, que aumentam rapidamente no número de aplicações e também com a evolução no desempenho das tecnologias de *harvesting*. *Energy Harvesting* é a tecnologia que permite o monitoramento em diversas aplicações nas quais não há disponibilidade de fonte de energia cabeadas e as baterias não podem ser substituídas devido a dificuldade de acesso ao local ou são inviabilizadas pelo grande número de sensores que necessitam de manutenção [11].

As fontes de energia mais utilizadas para aplicações de *harvesting* são: eólica [12], energia solar [13, 14], vibração piezoelétrico [15], vibração eletromagnética [16, 17], energia térmica [18, 19] e eletromagnético (transformador de corrente) [20, 21].

Diversas técnicas de *energy harvesting* apresentam limitações na amplitude da tensão de saída em virtude da baixa impedância da fonte ou em decorrência da baixa energia disponível [16, 18, 20]. Para essas fontes, a tensão de saída necessita, portanto, ser amplificada para ser utilizada na alimentação do circuito de potência. No entanto, as

técnicas utilizadas para amplificar o sinal de entrada podem apresentar baixa eficiência e comprometer o desempenho do sistema de *harvesting*. Um bom exemplo dessa baixa eficiência do sistema de *energy harvesting* em virtude da tensão de entrada, é apresentado em [21]. Este desenvolveu um sistema de medida indireto de energia (através da carga de capacitores) para desagregação de cargas em grandes edifícios. O sistema de *harvesting* eletromagnético, efetivamente, funcionará para correntes a partir de 500 mA no primário do TC, no entanto, são necessárias 14 horas para carregar 340 mV em um capacitor de 120 mF, ou seja, com esta corrente no primário não é possível utilizar esse sistema de forma autônoma.

## 2.4 Módulo Medidor com *Energy Harvesting* – MHarvesting

Para melhorar o desempenho do equipamento desenvolvido durante o mestrado, foi proposto e desenvolvido neste trabalho um sistema inovador para monitoramento não-intrusivo aplicado na detecção de fraude em instalações elétricas, sendo denominado de MHarvesting (Módulo Medidor com *Energy Harvesting*).

O MHarvesting é um medidor indireto de energia elétrica que utiliza a própria energia do sinal a ser mensurado, oriundo de um TC, para gerar sua alimentação.

Para facilitar o entendimento tanto do *hardware* como do *firmware*, a descrição das funcionalidades do MHarvesting foi dividida em três blocos: circuito gerenciador de aplicação, circuito de gerenciamento de energia e circuito de transmissão de dados. As questões de projeto serão detalhados nas seções seguintes.

### 2.4.1 Circuito gerenciador de aplicação

Para coordenar todas as funcionalidade do MHarvesting, novamente utilizou-se o  $\mu C$  da versão inicial denominada versão v1.0 do sistema não-intrusivo.

O  $\mu C$ , MSP40AFE232 da TI, possui uma MCU (*Microcontroller Unit*) com arquitetura RISC (*Reduced Instruction Set Computer*) de 16-bits e um avançado sistema de *clock*. Além disso este  $\mu C$  pode operar com cristal externo de alta frequência de até 16 MHz, DCO interno com frequência máxima de 12 MHz ou ainda com o VLO, também interno, operando tipicamente em 12 kHz. Este  $\mu C$  possui um módulo ADC (*Analog-to-Digital Converter*)  $\Sigma\Delta$  de 24 bit integrado ao *chip* com duas entradas de canais diferenciais, 8 KB de memória *flash*, 512 Bytes de memória SRAM (*Static Random Access Memory*), um módulo de interface de comunicação programável, multiplicador em *hardware* de 16-bits, *timer* de 16-bits e 11 pinos de I/O (*Input/Output*). Também possui módulo de referência de tensão interna de 1,2 V que apresenta variação típica do coeficiente de temperatura em apenas 18 ppm/°C. A Figura 2.1 apresenta o  $\mu C$  utilizado no

projeto do MHarvesting e as conexões com os módulos gerenciados pelo mesmo.

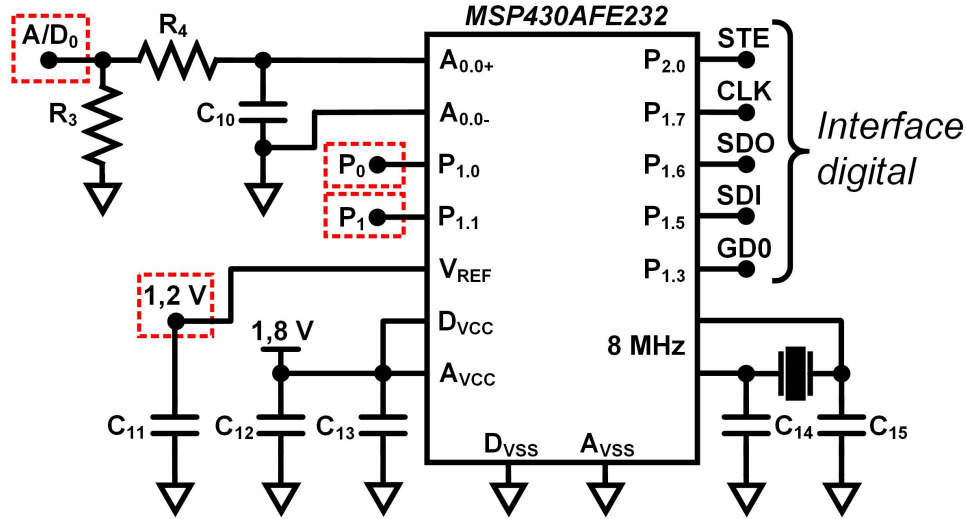


Figura 2.1: Diagrama simplificado do  $\mu C$  utilizado no projeto do MHarvesting.

O  $\mu C$  é responsável, basicamente por: gerenciar a comunicação com o módulo de rádio, calibrar o VLO através do cristal externo de 8 MHz, calcular a corrente RMS e direcionar o sinal do TC para o módulo de *Energy Harvesting* ou entrada do conversor A/D  $\Sigma\Delta$ . Todas as funcionalidades gerenciadas pelo  $\mu C$  serão abordadas, em detalhes, nas próximas seções.

#### 2.4.1.1 Combinações dos sinais de *clock* para redução de consumo

Na versão v1.0 do sistema não-intrusivo foi utilizado apenas um cristal externo de 2 MHz para gerar sinais de *clock* para todos os periféricos utilizados. Essa abordagem resultou em um elevado consumo do sistema de *clock*. Na versão do MHarvesting são utilizadas todas as fontes suportadas pelo  $\mu C$ .

Um dos principais requisitos de projeto do medidor não-intrusivo é a manutenção de uma base de tempo precisa. Pois, essa base determina a exatidão do cálculo da corrente RMS.

O VLO foi fonte de *clock* escolhida para ser utilizada pelo *timer*. Essa indicará ao  $\mu C$ , a cada segundo, que é necessário realizar um novo cálculo de corrente RMS. Com essa fonte é possível colocar o  $\mu C$  em LPM3 (*Low-Power Mode 3*) que, tipicamente, consome apenas  $0,5 \mu A$ . Em LPM3 são desabilitados: cristal externo, núcleo do MCU, os sinais de *clock* MCLK (*Master Clock*), SMCLK (*Sub-System Master Clock*) e DCO. Portanto, todos os periféricos que se utilizam dessas fontes de *clock* irão parar de funcionar e só retornarão quando o  $\mu C$  sair desse modo de operação.

No entanto, o VLO possui uma característica que o impede de ser utilizado diretamente para essa aplicação. A variação típica da frequência em relação ao coeficiente de temperatura é  $0,5 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$  para 12 kHz. Já a variação da frequência em relação a tensão de

alimentação é de 4 %/V. Portanto, para viabilizar a utilização do VLO na aplicação em questão é necessário algum mecanismo de correção da frequência de forma periódica.

Uma alternativa seria calibrar o VLO, via *software*, através da utilização do DCO. Porém, preservadas as proporções, este também apresenta as mesmas características de variação tanto em relação a temperatura como em relação a tensão de alimentação. Portanto, optou-se por utilizar o cristal externo, periodicamente, para calibrar o VLO.

Na tentativa de reduzir o consumo de energia, no desenvolvimento da versão v1.0, foi utilizado um cristal externo com o menor valor possível, pois era necessário mantê-lo em constante operação. Porém, apenas para realizar a calibração VLO, é preciso deixá-lo ativo durante um pequeno intervalo de tempo, ou seja, poderá ser escolhido um cristal externo de qualquer valor ou o que apresentar melhor custo benefício.

Foram realizados testes com cristais de 2, 4 e 8 MHz para calibrar o VLO, tanto em laboratório como em campo. Em todos os testes, obteve-se uma boa estabilidade com a variação de temperatura. Como o cristal de 8 MHz é muito utilizado no desenvolvimento de sistemas embarcados, este possui um preço bastante acessível. Portanto, os ensaios realizados com versão final do MHarvesting utilizou-se um cristal de 8 MHz.

A rotina de calibração desenvolvida funciona de forma automática e pode ser ajustada para qualquer valor de cristal externo. Basicamente, a lógica de funcionamento do *firmware* pode ser dividida em três partes: *Configura cristal de alta frequência*, *Loop infinito* e *Rotina de tratamento de interrupção*. Na Figura 2.2 apresenta-se o fluxograma simplificado do *firmware* de calibração do VLO.

A primeira parte da sub-rotina de calibração do VLO foi denominada de *Configura cristal de alta frequência*. Neste segmento do *firmware*, primeiramente, os registradores vinculados ao cristal externo são configurados para operar com a frequência de 8 MHz e, em seguida, é necessário aguardar apenas 4 ms para o sinal de saída do mesmo estabilizar.

Finalizada a etapa de configuração do cristal de alta frequência, é necessário associar um *timer* a esta fonte de *clock*, pois como já possui um *timer* vinculado ao sinal de *clock* do VLO este segundo *timer* irá executar em paralelo ao primeiro. Dessa forma, o *timer* de alta frequência foi configurado para sinalizar, através de interrupções, contagens a cada 32,768 ms. Ao concluir as configurações é preciso obter o valor da contagem atual *timer*, imediatamente antes de habilitar a interrupção do *timer*, *Cont\_Init*, associado ao VLO.

Quando o  $\mu C$  é habilitado em um modo LPM somente a instrução específica que o colocou poderá retirá-lo deste modo de operação. Portanto, na etapa *Loop infinito* o  $\mu C$  se encontra em modo LPM0, ou seja, desligou o núcleo para reduzir o consumo. Quando algum periférico sinalizar que há uma interrupção pendente o  $\mu C$  irá realizar o tratamento da mesma e, se não for retirado, voltará ao estado de hibernação. Normalmente, os modos LPM são utilizados como técnicas de programação que segue um fluxo de execução sequencial.

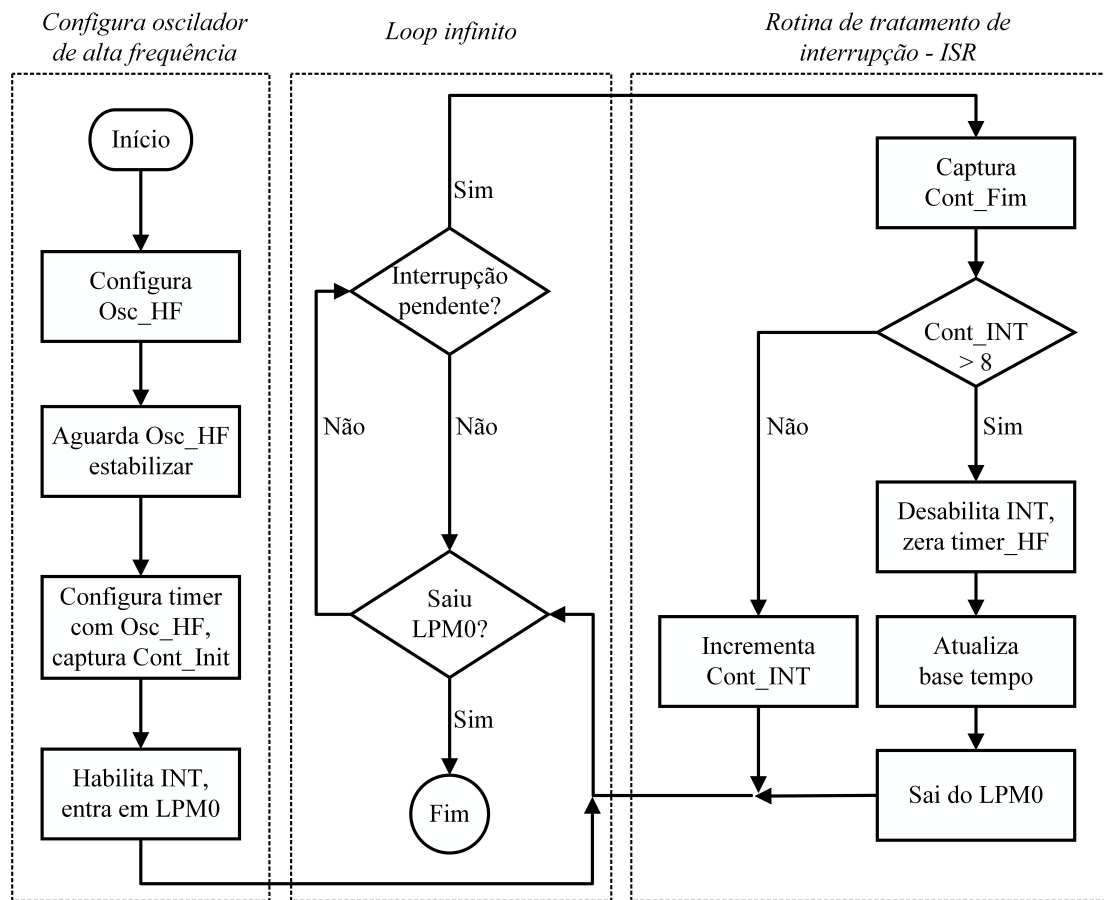


Figura 2.2: Fluxograma simplificado do *firmware* de calibração do VLO através do oscilador externo.

Na etapa *Rotina de tratamento de interrupção* o primeiro passo é obter o valor atual da contagem do *timer*, *Cont\_Fim*, a ser calibrado. Em seguida, é verificado se já completou o período de tempo desejado, ou seja, como cada interrupção só ocorre após 32,768 *ms* o tempo total da contagem será de 262,144 *ms*.

Ao completar as oito interrupções *Cont\_INT*, serão desabilitados tanto o cristal de alta frequência como o *timer* que utilizava essa fonte de *clock*. Já para atualizar a base de tempo, basta calcular o novo valor de calibração utilizando os tempos *Cont\_Fim*, *Cont\_Init* e o tempo desejado de 262,144 *ms*. Para finalizar a rotina de calibração do VLO, é necessário sair do modo LPM0 para o  $\mu C$  continuar o fluxo de execução da aplicação.

Na Figura 2.3 apresenta-se o resultado do ensaio realizado em laboratório para obter consumo médio de corrente do MHarvesting durante a execução da rotina de calibração do VLO através do cristal externo de 8 MHz.

Observa-se que, o consumo durante a calibração foi inferior a 190  $\mu A$ . Foi definido que essa rotina de calibração seria executada a cada 2 minutos, apenas se o MHarvesting estiver realizando medida em campo. Como a temperatura no interior da caixa utilizada para acomodar o MHarvesting não apresenta variações bruscas, neste pequeno período de tempo, não é necessário realizar a calibração nesta frequência tão alta. Se forem conside-

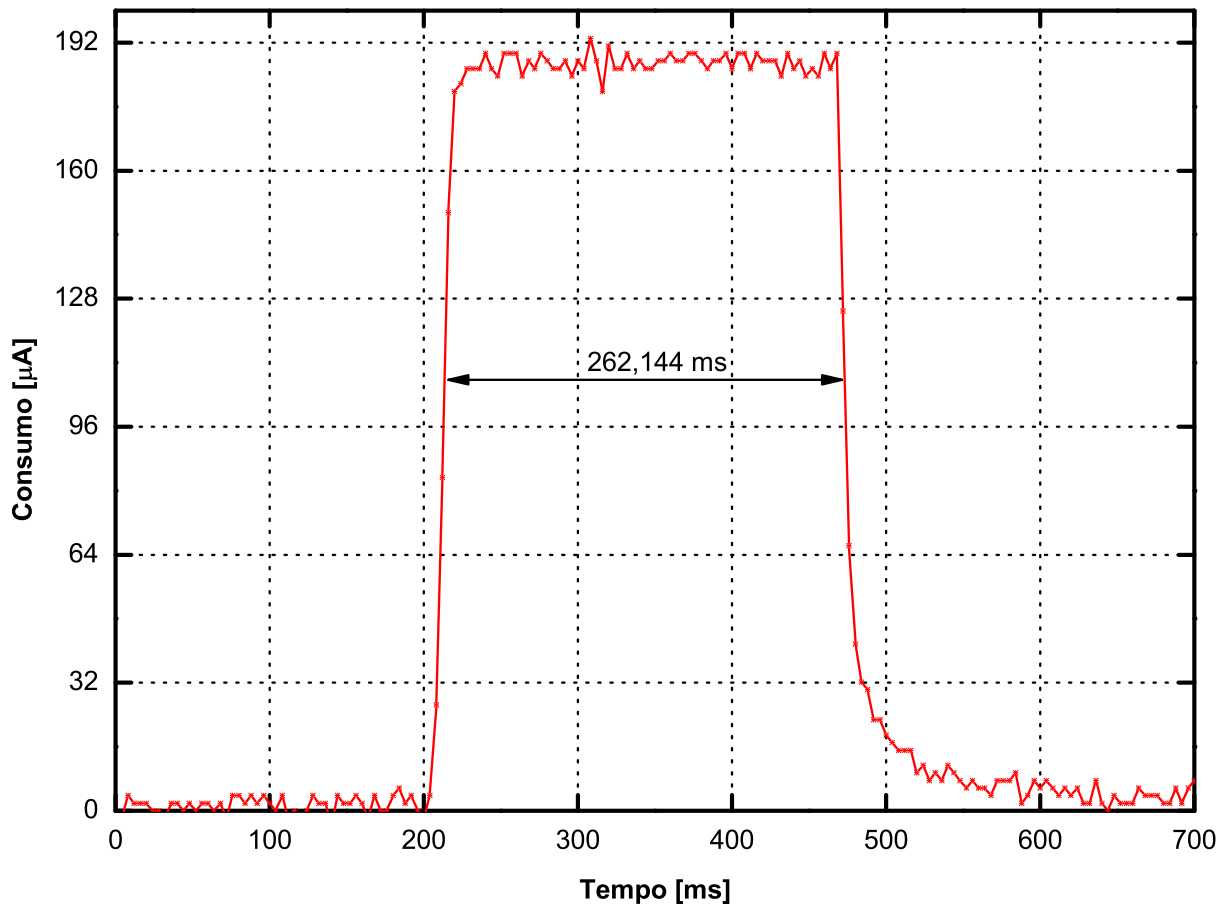


Figura 2.3: Consumo durante a calibração do VLO através do cristal externo.

rados os parâmetros apresentados, o procedimento de calibração impõe um incremento no consumo médio de corrente ao MHarvesting de apenas  $415 \text{ nA}$ . Portanto, se for reduzida a frequência na qual é realizada a calibração, não haverá redução significativa no consumo médio de corrente.

O procedimento de calibração do VLO corrige tanto a influência pela variação da temperatura como pela tensão de alimentação. Porém, como foi utilizado um regulador de tensão, a alimentação do  $\mu C$  não sofrerá variação e, conseqüentemente, a frequência do VLO não será afetada por esta.

## 2.4.2 Circuito de gerenciamento de energia

A função do CGE (Circuito de Gerenciamento de Energia) é fornecer energia para prover alimentação a todos os componentes do MHarvesting. Basicamente, o *hardware* do CGE é composto por: baterias, regulador de tensão, supercapacitor, conversor AC/DC, comparadores, chaves analógicas, TC, diodos, capacitores e resistores. Na Figura 2.4 verifica-se o diagrama simplificado do CGE implementado no MHarvesting.

A fonte que provê alimentação a todos os componentes do circuito do MHarvesting, pode ocorrer através de duas origens distintas. Inicialmente, quando o sistema for



utilizado como fonte de tensão para o sistema de *harvesting*.

O sinal do TC será utilizado para duas finalidades, então é necessário realizar o chaveamento do mesmo entre as duas aplicações. Para tal, foi usada uma chave analógica TS5A23159,  $S_{W1}$ , da TI, que apresenta resistência típica de  $1\ \Omega$ , máxima tensão de alimentação de  $6,5\ V$  e, tipicamente,  $10\ nA$  de consumo de corrente quiescente [22].

Como o sinal de saída do TC é senoidal, para que possa ser chaveado entre as duas as aplicações, foi preciso alimentar  $S_{W1}$  com tensão simétrica. Logo, foram utilizadas duas baterias que foram posicionadas em série para fornecer tensões de  $-3,0\ V$  e  $+3,0\ V$ .

Uma das questões mais importante no projeto do MHarvesting é a autonomia energética do módulo. Como as baterias alimentam diretamente a chave  $S_{W1}$ , este torna-se um ponto de grande vulnerabilidade caso a alimentação venha faltar. Porém, como a chave apresenta baixíssimo consumo, a única fonte de incerteza será a bateria  $B_1$ , pois além de suprir  $S_{W1}$  tem que fornecer alimentação ao restante do módulo.

Com a utilização da chave o sinal pode ser disponibilizado para ambas aplicações. Primeiro, será abordado a utilização do sinal no secundário do TC pelo sistema de *energy harvesting*.

Quando o sinal é direcionado por  $S_{W1}$  ao sistema de *harvesting*, o primeiro componente do circuito é o capacitor  $C_{FR}$ , que possui uma função primordial para sistema e, por essa razão, será abordado com mais detalhes na seção 4.2. A função é minimizar ou cancelar os efeitos da reatância indutiva do TC para proporcionar amplitude mínima de  $2,5\ V_P$  de tensão no secundário com apenas  $200\ mA$  de corrente no primário.

Ao adicionar  $C_{FR}$  em paralelo com o secundário do TC, maximizou-se a amplitude da tensão de saída. Porém, o sinal nos terminais de entrada tanto da chave como do conversor AC/DC não podem, respectivamente, exceder as tensões de  $6,5\ V_{PP}$  e  $6,0\ V_{PP}$ . Para restringir as tensões nos limites aceitáveis, foram utilizados quatro diodos,  $D_5$  a  $D_8$ , polarizados diretamente para limitar a tensão durante o semiciclo positivo, mais quatro diodos,  $D_1$  a  $D_4$ , polarizados reversamente para limitar a tensão durante o semiciclo negativo. Na implementação do MHarvesting foi utilizado o diodo MMBD1503A, da Fairchild, que tipicamente apresenta tensão direta entre  $0,62\ V$  a  $0,72\ V$  submetido a uma corrente direta de  $1,0\ mA$  [23], ou seja, no pior caso a tensão poderá chegar a  $2,88\ V_P$  que está dentro da faixa de alimentação da chave.

Com sinal AC no nível desejado, o mesmo está pronto para ser repassado ao sistema de *harvesting*. Utilizou-se um conversor AC/DC LTC3108-1 da Linear Technology, pois este é uma solução muito simples para ser empregada em fontes de *energy harvesting* que requerem múltiplas saídas de alimentação [24].

O LTC3108-1 possui um circuito de gerenciamento de energia interna que fornece um regulador de tensão  $2,2\ V$  com baixo LDO (*Low DropOut*) e um regulador de tensão principal, que pode ser programado para fornecer uma tensão de saída igual a  $2,5\ V$ ,  $3,0\ V$ ,  $3,7\ V$ , ou  $4,5\ V$ . Além destas características, este CI, possui um pino de saída



que pode carregar um supercapacitor para armazenar até 5,0 V, que pode ser utilizado para alimentar qualquer dispositivo quando não há energia externa disponível. Com todas essas funcionalidades, o consumo de corrente quiescente do LTC3108-1 é inferior a 500 nA. Porém, pela característica da aplicação em questão, não foi possível seguir as especificações sugeridas pelo fabricante, portanto, em relação a montagem padrão, alguns componentes foram adicionados e outros retirados.

Na maioria das aplicações que utilizam esse conversor, o circuito de gerenciamento de energia interno também é responsável pela gestão externa. No entanto, a menor tensão regulada que LTC3108-1 fornece é 2,2 V e ainda possui uma limitação máxima de corrente de 3,0 mA. Portanto, foi necessário desligar a alimentação do LTC3108-1 quando não houver sinal na entrada do pino  $C_1$ .

Apesar do LTC3108-1 apresentar múltiplas possibilidades para carregar diferentes capacitores, foram utilizadas apenas duas opções. Para programar a saída da principal fonte de tensão,  $V_{OUT}$ , é necessário utilizar o pino  $V_{AUX}$  e/ou GND do circuito. Como o objetivo é obter a tensão máxima que o CI pode fornecer, os pinos  $V_{S1}$  e  $V_{S2}$  foram conectados ao pino  $V_{AUX}$  para proporcionar a saída de 4,5 V.

A segunda fonte utilizada foi  $V_{OUT2}$ . Essa saída de tensão só pode ser ligada ou desligada pelo pino de habilitação  $V_{OUT2\_EN}$ . Como os pinos  $V_{OUT}$  e  $V_{OUT2}$  são conectados internamente, se  $V_{OUT2\_EN}$  estiver constantemente habilitado, a tensão em ambos subirão juntas. Portanto, para a aplicação em questão, não é possível utilizar um pino do  $\mu C$  para ativar o pino  $V_{OUT2\_EN}$ .

O LTC3108-1 possui um pino  $PGD$  (*Power Good*), que normalmente é utilizado para informar ao  $\mu C$  que a tensão no pino  $V_{OUT}$  já atingiu 92,5 % de sua tensão regulada. Caso a tensão de  $V_{OUT}$  diminua para valores inferiores a 91,0 % de sua tensão regulada, o pino  $PGD$  voltará para o nível lógico baixo. O objetivo é disponibilizar tensão no pino  $V_{OUT2}$  apenas se  $V_{OUT}$  estiver com sua tensão máxima, portanto, para sempre disponibilizar tensão no pino  $V_{OUT}$  e manter a alimentação do MHarvesting enquanto estiver carregando, foi utilizado o pino  $PGD$  para obter um controle pelo próprio LTC3108-1 de quando habilitar o pino  $V_{OUT2\_EN}$ .

Para finalizar a descrição do conversor AC/DC, ainda faltam dois pontos importantes. O primeiro refere-se ao capacitor  $C_2$  que conecta a saída do TC ao pino  $C_1$  do LTC3108-1. Este capacitor, juntamente com um diodo *Schottky* interno ao CI, possuem a função de deslocar a referência do sinal de entrada, ou seja, juntos fazem parte de um circuito grampeador de tensão. O valor do capacitor  $C_2$  determina o quanto de corrente elétrica é possível obter entre dois ciclos da rede. Nos testes realizados em laboratório, o capacitor de 47  $\mu F$  foi o que apresentou o melhor resultado.

Como exposto anteriormente, para desligar a alimentação do LTC3108-1 quando não estiver carregando, foram conectados dois diodos,  $D_{10}$  e  $D_9$ , respectivamente aos pinos  $V_{OUT}$  e  $V_{OUT2}$ . Desse modo, quando não houver sinal na entrada, o conversor AC/DC só

funcionará enquanto o capacitor  $C_4$  ainda estiver carregado.

No momento em que houver sinal suficiente na entrada do LTC3108-1, inicia-se a carga do capacitor  $C_{out}$ , que está ligado ao pino  $V_{OUT}$ . Quando a tensão na saída do diodo  $D_{12}$  for maior que a tensão na saída do diodo  $D_{16}$ ,  $C_{out}$  irá assumir a alimentação do MHarvesting. Se a tensão em  $C_{out}$  ultrapassar 4,16 V, 92,5 % de sua tensão regulada, então iniciará a carga do supercapacitor  $C_{out2}$  que está conectado ao pino  $V_{OUT2}$  através do diodo  $D_9$ . Durante o processo de carga, quando  $C_{out2}$  atingir a mesma tensão de  $C_{out}$ , ambos irão carregar juntos até alcançar a tensão de 4,5 V.

A lógica utilizada para determinar a escolha tanto do capacitor como do supercapacitor foi desenvolvida para reduzir ao máximo a utilização da bateria  $B_1$  durante o processo de carga. Assim, utilizou-se um capacitor de 470  $\mu\text{F}$  para  $C_{out}$  que carrega quase instantaneamente e mantém a alimentação do MHarvesting por uma dezena de segundos, mesmo quando o processo de carga é interrompido. Já o supercapacitor deve manter a alimentação do módulo por longos períodos, mesmo não havendo cargas esporádicas. Portanto, o valor do capacitor  $C_{out2}$  determina o período máximo que o módulo será mantido por este. Nos testes realizados, tanto em laboratório como em campo, foram utilizados supercapacitores de 0,22 F, 0,33 F, 0,47 F e 1,0 F.

Para minimizar a fuga de corrente dos capacitores  $C_{out}$  e  $C_{out2}$ , os diodos *Schottky* utilizados na implementação do MHarvesting foram divididos em duas categorias. A primeira, são os diodos *Schottky* de pequeno sinal BAR43, da STMicroelectronics, que apresentam baixa corrente reversa (máxima de 500 nA a 25 °C), porém possuem uma elevada tensão de polarização direta (245 mV) [25]. Já na segunda, foram utilizados diodos BAT721S da NXP Semiconductors que apresentam baixa tensão de polarização direta (157 mV) para aproveitar ao máximo a tensão dos capacitores [26].

Portanto, os diodos  $D_9$  e  $D_{10}$  cortam a alimentação do LTC3108-1 para reduzir o consumo de corrente enquanto não está carregando, pois quando polarizados reversamente, minimizam a corrente no sentido reverso. Já os diodos  $D_{11}$  e  $D_{12}$  reduzem a corrente no sentido reverso da bateria  $B_1$  para  $C_{out}$  e  $C_{out2}$ . Os diodos  $D_{13}$  a  $D_{16}$  foram combinados para produzir uma queda de 800 mV em relação a  $B_1$  e também reduzir a corrente no sentido reverso, ou seja, dos capacitores para  $B_1$ .

Para alimentar o  $\mu\text{C}$  e o rádio, utilizou-se um regulador de tensão TPS78318, da TI, de baixo LDO (130 mV), baixíssima corrente de polarização (500 nA), tensão máxima de 6,0 V de entrada e saída em 1,8 V [27]. Portanto, a fonte de tensão que suprirá o regulador pode ser fornecida por  $B_1$ ,  $C_{out}$  ou  $C_{out2}$ , ou seja, quem apresentar maior valor de tensão.

#### 2.4.2.2 Ensaios em laboratório para medir desempenho do *energy harvesting*

Foram realizados vários ensaios em laboratório para verificar o desempenho do sistema não-intrusivo baseado em *energy harvesting*. Em todos os ensaios foram mensu-

rados a corrente de carga no capacitor  $C_{out}$  ( $470 \mu F$ ) e também no supercapacitor  $C_{out2}$  ( $470 mF$ ) do MHarvesting.

Para o primeiro teste, determinou-se que o primário do TC seria submetido a uma corrente constante e com duração de cinco minutos para cada ponto a ser mensurado. A corrente de carga dos capacitores do MHarvesting foram determinadas sob duas condições distintas: alimentado o circuito apenas pela bateria  $B_1$  e, simultaneamente, por  $B_1$ ,  $C_{out}$  e  $C_{out2}$ . Na Figura 2.6 apresentam-se as curvas obtidas nos ensaios realizados em laboratório para correntes no primário entre 0,2 A a 25,0 A.

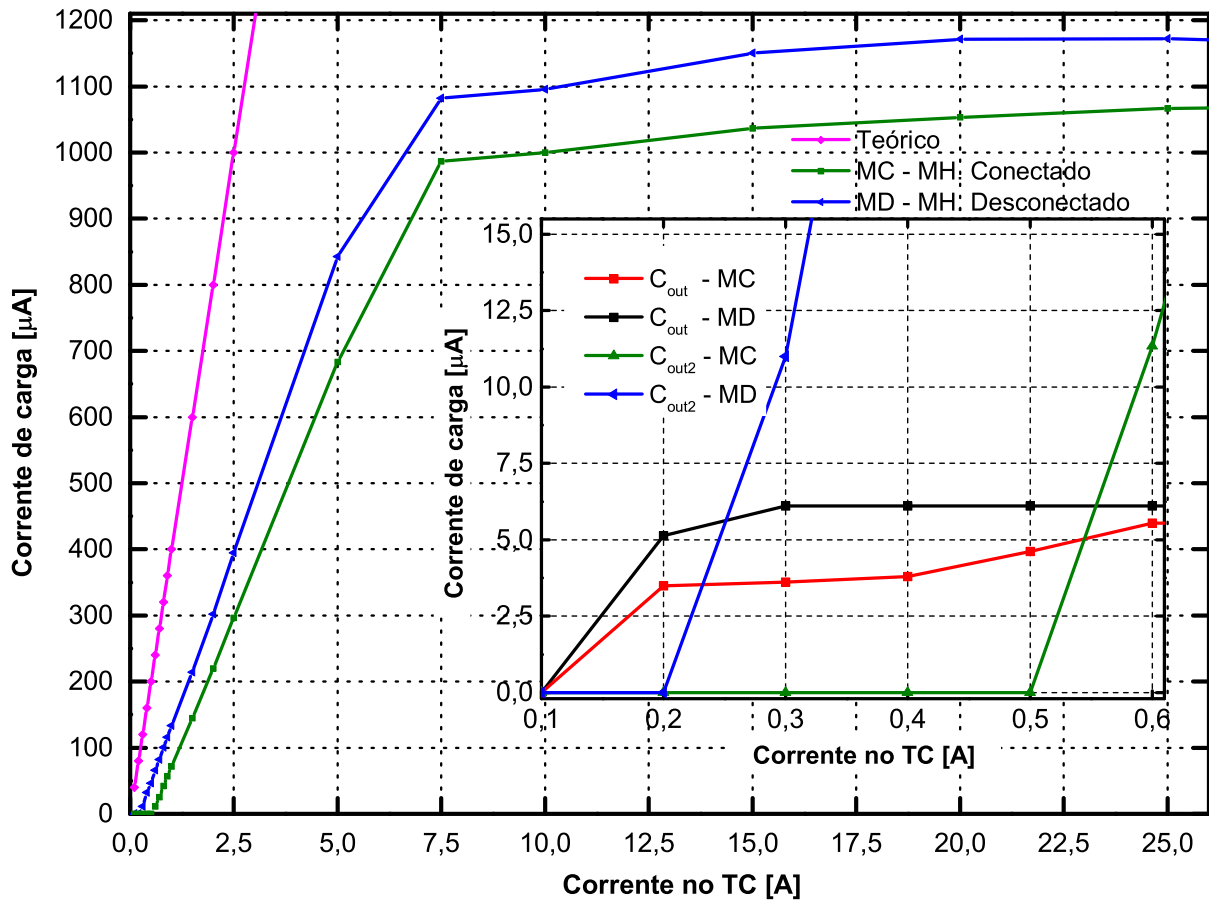


Figura 2.5: Corrente de carga em  $C_{out}$  e  $C_{out2}$  em função da corrente no primário do TC.

Observa-se que, para correntes no primário do TC entre 200  $mA$  a 600  $mA$  com o MHarvesting conectado as três fontes de alimentação, o capacitor  $C_{out}$  não atinge a carga máxima, ou seja, já auxilia a bateria  $B_1$  na alimentação do módulo, porém ainda não a mantém. Com uma corrente de 600  $mA$  no primário do TC,  $C_{out}$  atinge a taxa máxima de carga e assume a alimentação do MHarvesting. Como exposto anteriormente, quando  $C_{out}$  completa 92,5 % de sua tensão máxima, a carga excedente será armazenada em  $C_{out2}$ . Portanto, mesmo executando todas as atividades, com apenas 600  $mA$  de corrente no primário o sistema de *harvesting* é capaz de manter a autonomia energética do MHarvesting.

Quando alimentado apenas pela bateria  $B_1$ , ou seja, MHarvesting desconectado dos capacitores, são necessários apenas 300 mA para  $C_{out}$  alcançar sua taxa máxima de corrente de carga e iniciar o carregamento de  $C_{out2}$ .

Ao analisar apenas a carga do capacitor  $C_{out2}$ , nota-se que, para correntes inferiores a 7,5 A no primário, independente se o módulo está ou não conectado, a taxa de carga é praticamente linear. A partir deste valor, a taxa de carga é praticamente constante até atingir a corrente de fundo de escala no primário do TC.

Para indicar a eficiência do sistema de *harvesting* implementado foi adicionado o valor teórico presente no secundário do TC. Porém, este valor não considera as perdas associadas na transformação dos sistema de *harvesting* e também o período necessário para realizar o cálculo da corrente RMS.

No segundo teste realizado em laboratório, foi analisado o consumo de corrente da bateria  $B_1$  em função da corrente no primário do TC. Com o MHarvesting em operação, realizando medidas de corrente, verificou-se a demanda de corrente da bateria  $B_1$  durante o funcionamento do conversor  $\Sigma\Delta$ . Este representa a maior fonte de gasto energético, pois realiza medidas de corrente RMS a cada segundo. Na Figura 2.6 apresentam-se a requisição de corrente pelo MHarvesting, à bateria  $B_1$ , durante o processo de medida de corrente RMS.

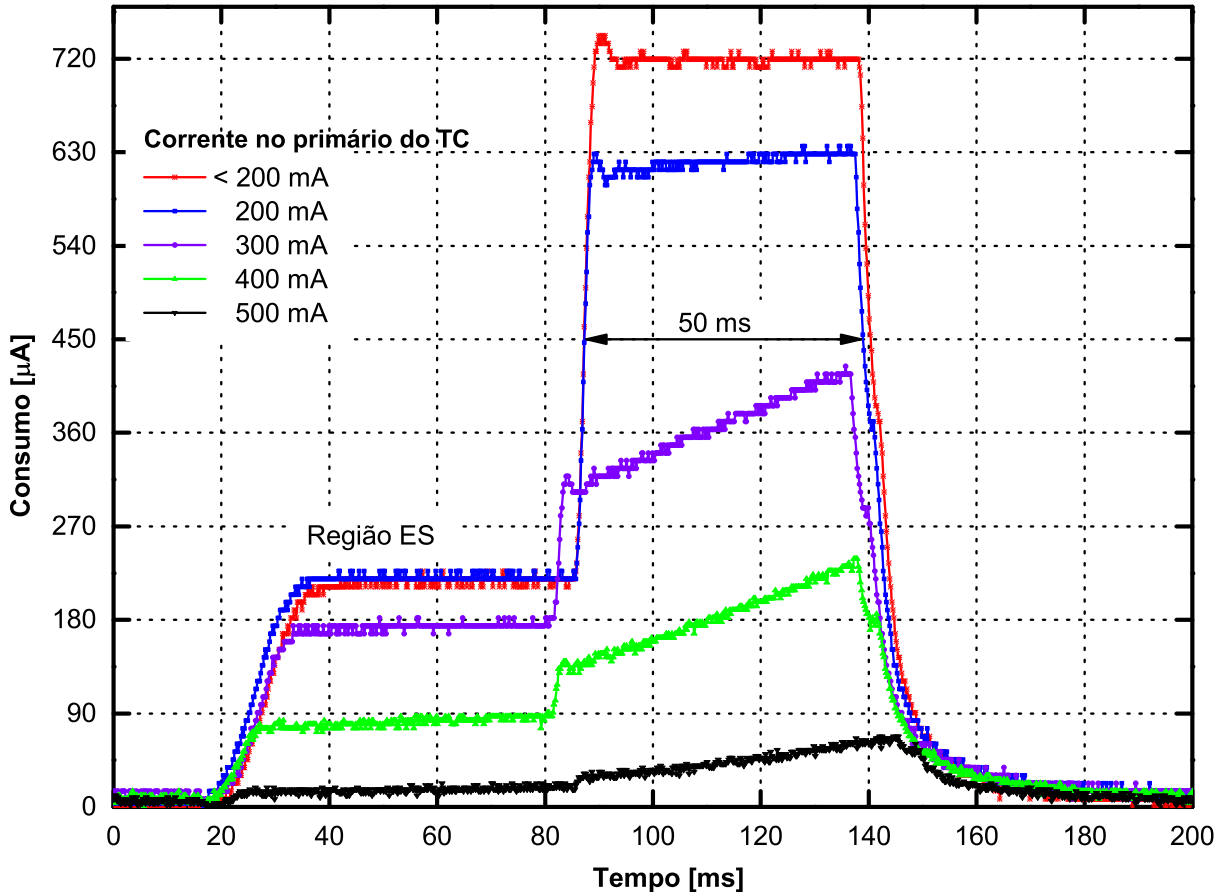


Figura 2.6: Corrente de carga dos capacitores durante a operação do conversor  $\Sigma\Delta$ .

O funcionamento do conversor  $\Sigma\Delta$  será abordado em detalhes na seção 2.4.3, neste ponto, apenas foi verificado seu consumo de corrente.

Observa-se que, quando o MHarvesting realiza medidas de correntes RMS inferiores a 200 mA, o conversor  $\Sigma\Delta$  requisita 720  $\mu A$  de corrente da bateria  $B_1$ , ou seja, o sistema de *harvesting* não é capaz de carregar o capacitor  $C_{out}$ . Ao aplicar correntes de 200 mA a 500 mA no primário do TC, as requisições de corrente a bateria  $B_1$  são reduzidas gradativamente a cada novo valor de corrente aplicado no primário do TC. Para valores acima de 500 mA aplicado no primário do TC, não é possível realizar a medição ou a requisição de corrente é zero, ou seja,  $C_{out}$  já assumiu completamente a alimentação do MHarvesting.

O último ensaio realizado apenas indica a evolução do desempenho do sistema não-intrusivo baseado em *energy harvesting* para algumas versões desenvolvidas. Na Figura 2.7 apresentam-se diversas curvas obtidas para cinco versões do MHarvesting.

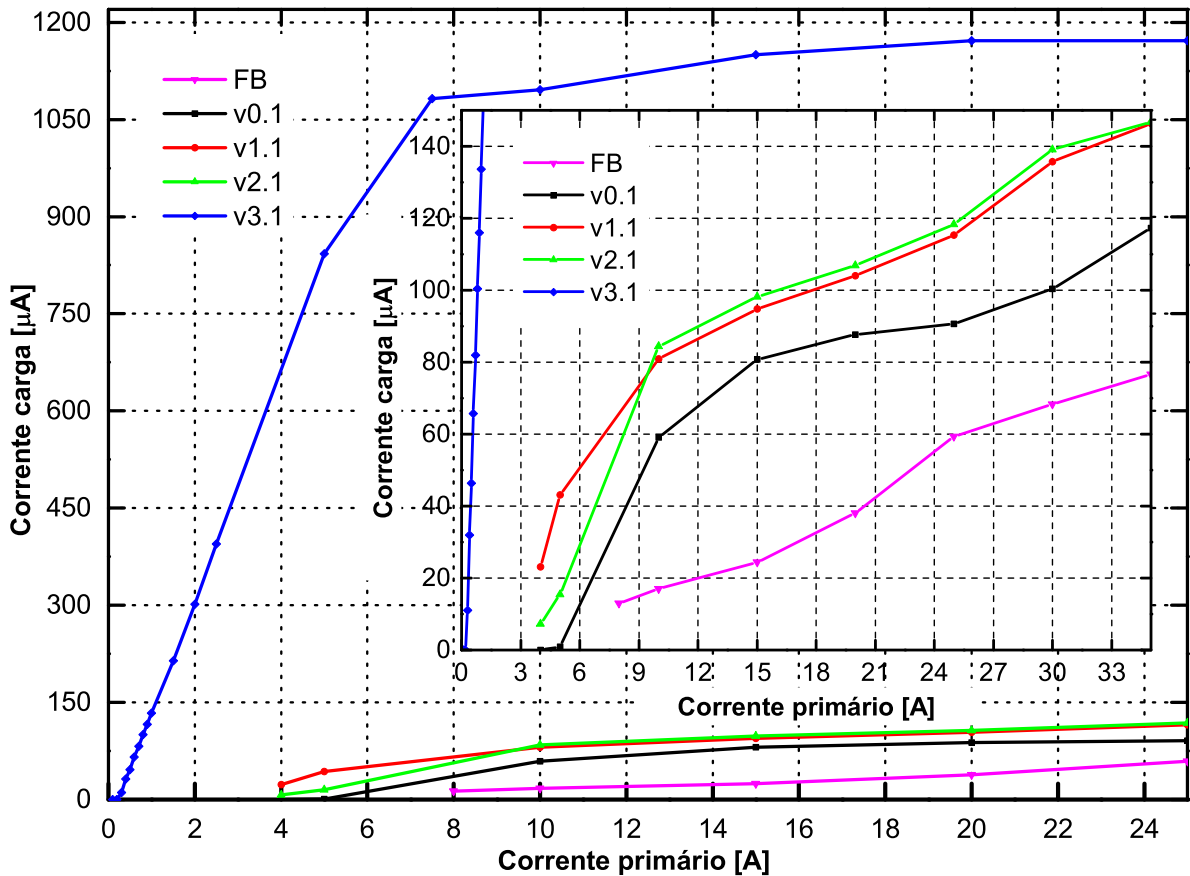


Figura 2.7: Comparação entre versões desenvolvidas.

Observa-se que, a última versão desenvolvida, v3.1, é necessário aplicar apenas 1,0 A no primário do TC para obter um desempenho superior as demais versões desenvolvidas.

Outro ponto interessante são os valores iniciais de corrente no primário do TC nos quais iniciaram as cargas dos capacitores. Na versão *FB*(Fabricante), sugestão de circuito

dada pelo fabricante para pequenos sinais de entrada no CI de *harvesting*, o capacitor  $C_{out}$  só iniciou a carga a partir de 8,0 A de corrente no primário.

### 2.4.3 Sinal AC e conversor $\Sigma\Delta$ de 24 bits

O conversor  $\Sigma\Delta$  é responsável pela representação digital do sinal de tensão AC, proveniente do TC. Porém, antes de iniciar a descrição do conversor, é necessário finalizar o detalhamento do *hardware* encarregado de disponibilizar o sinal AC na entrada do conversor ou nos pinos do  $\mu C$ .

No início da seção 2.4.2 apresentou-se a chave analógica utilizada na implementação do MHarvesting com ênfase apenas na operação para sistema de *harvesting*. Para disponibilizar o sinal AC na entrada do conversor, deve-se realizar o controle do chaveamento através de um pino de I/O do  $\mu C$ . Esse chaveamento entre as duas aplicações, tanto em relação ao  $\mu C$  quanto a chave, é realizado com a alteração dos níveis lógicos 0 e 1. No entanto, os níveis lógicos 0 do  $\mu C$  e da chave não são compatíveis, pois apresentam respectivamente os valores de 0 V e -3,0 V.

Para adequar esses níveis lógicos, foi utilizado um comparador TLV3691, da TI, que apresenta máxima tensão de alimentação de 6,5 V e, tipicamente, 75 nA de consumo de corrente quiescente [28]. Por apresentar baixíssimo consumo, os comparadores  $A_1$  e  $A_2$  também foram alimentados diretamente pelas baterias  $B_1$  e  $B_2$ .

Para alternar os níveis lógicos na saída do comparador utilizou-se a tensão de referência do próprio conversor A/D do  $\mu C$  como entrada não inversora e um pino de I/O foi conectado à entrada inversora. Desta forma, ao comparar a tensão de 1,2 V com 0 V ou 1,8 V o comparador irá apresentar em sua saída -3,0 V ou 3,0 V.

#### 2.4.3.1 Sinal AC na saída da chave analógica

Como mostrado nos diagramas das Figuras 2.1 e 2.4, o sinal AC, proporcional a corrente no primário do TC, é disponibilizado na entrada do conversor A/D através de um pino de I/O do  $\mu C$ , denominado de  $P_1$ . Portanto, o sinal de controle  $P_1$  possibilita, através de  $A_1$ , chavear a tensão na saída do secundário do TC entre o sistema de *harvesting* e a entrada do conversor.

Nos primeiros testes realizados em laboratório constatou-se que, após realizar o chaveamento do sinal do AC entre circuito de *harvesting* e entrada do conversor, o  $\mu C$  não era capaz de realizar o cálculo da corrente RMS.

Após realizar algumas medições, notou-se que somado ao sinal de tensão AC continha um nível DC que deslocava-o do nível zero. Na Figura 2.8 observa-se que, após realizar o chaveamento, aguardou-se durante oito ciclos da rede para analisar o comportamento do sinal AC deslocado e com tendência de retornar para o nível de origem.

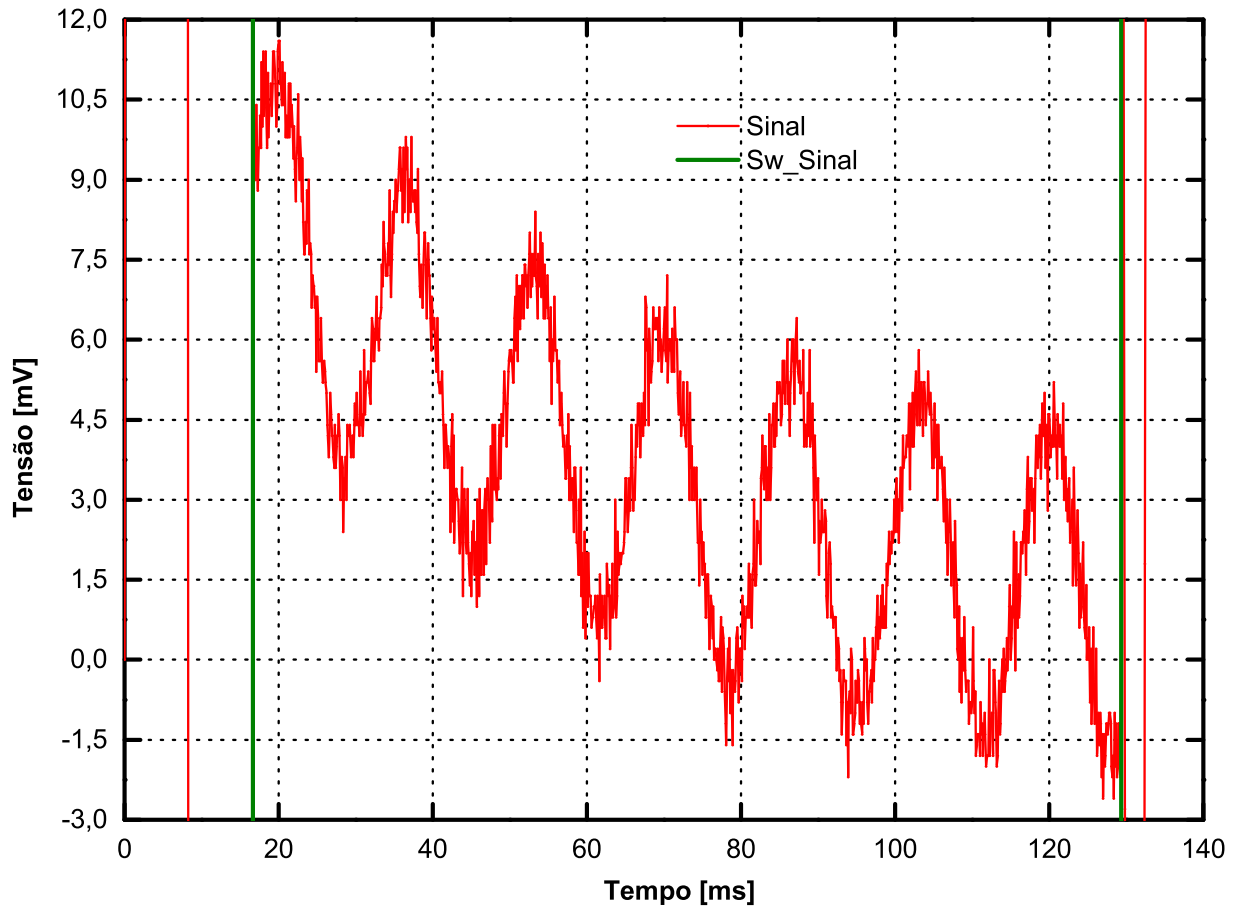


Figura 2.8: Chaveamento do sinal AC entre circuito de *harvesting* e entrada do conversor  $\Sigma\Delta$ .

A técnica utilizada para medir a corrente RMS consiste em amostrar uma quantidade de número de pontos durante três ciclos da rede. A condição de início de medida e também de parada é determinada pelos cruzamentos de zero da tensão. No entanto, ao introduzir esse deslocamento não uniforme, o algoritmo desenvolvido, quando executado pelo  $\mu C$ , irá encerrar a procura pelo cruzamento de zero após um certo número de pontos.

Na primeira tentativa para solução deste problema, adicionou-se um capacitor em série com o sinal para eliminar o nível de tensão DC. Entretanto, este nível DC surge apenas durante o chaveamento e desaparece após algumas dezenas de ciclos de rede. Além de não solucionar, o capacitor gerou um novo padrão para sinal que não foi reconhecido pelo algoritmo de medida.

Em um período de 1 s, a medida da corrente RMS é realizada apenas durante três ciclos da rede e os demais são utilizados pelo sistema de *harvesting* para armazenar energia. Se for necessário aguardar vários ciclos até o sinal estabilizar, a eficiência do sistema de *harvesting* irá diminuir sensivelmente.

Na segunda tentativa de solução foram inseridos dois resistores,  $R_1$  de 470  $\Omega$  e  $R_2$  de 470 k $\Omega$  (Figura 2.4) para reduzir a amplitude do sinal antes de realizar o chaveamento para o conversor. A segunda entrada da chave analógica,  $S_{W1}$ , foi denominada de  $Sw\_Curto$

e será utilizada para adicionar  $R_2$  em série como  $R_1$  que sempre estará posicionado em paralelo com sinal na entrada do sistema de *harvesting*.

Ao iniciar o sistema de *harvesting*, com o auxílio de *Sw\_Curto*, os resistores são somados e não interferem na amplitude do sinal. Finalizado o período de carga retira-se  $R_2$ , com o auxílio de *Sw\_Curto*, permanecendo apenas a resistência de  $470\ \Omega$  em paralelo com o sinal. Essa primeira parte do procedimento de chaveamento dos resistores e sinal do AC pode ser observado na Figura 2.9.

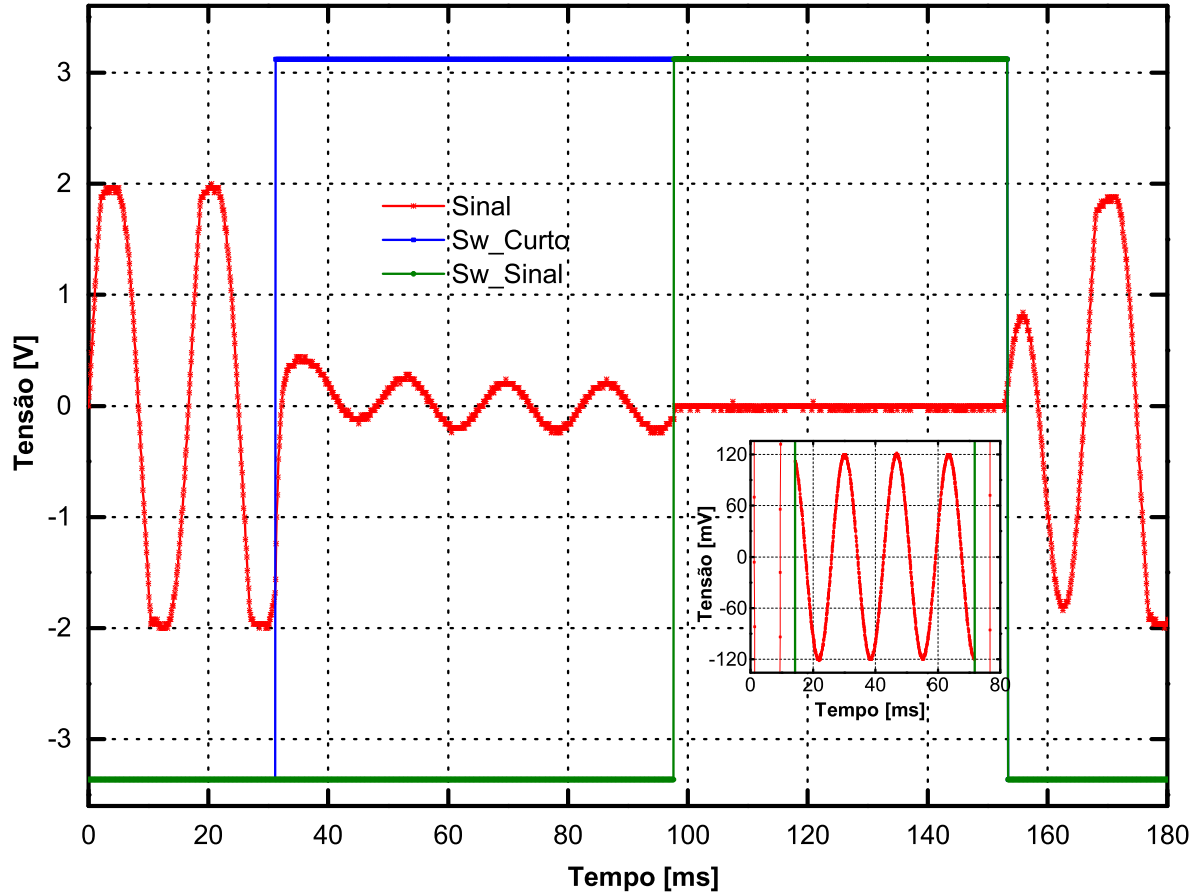


Figura 2.9: Chave *Sw\_Curto* utilizada durante o chaveamento do sinal para o conversor  $\Sigma\Delta$ .

Observa-se que logo após adicionar apenas  $R_1$ , o sinal está levemente deslocado do zero. No entanto, em menos de quatro ciclos, o sinal está totalmente em torno do zero novamente. Após este período, utiliza-se *Sw\_Sinal* para realizar o chaveamento e iniciar a conversão.

Buscando entender esse fenômeno da distorção no sinal, foram confeccionados diversos protótipos e utilizou-se chaves analógicas de vários fabricantes. Porém, todos apresentaram resultados similares, independente do fabricante e também do modelo de chave. Portanto, pressupõe-se que, essa distorção no sinal ao realizar o chaveamento é devido aos aspectos construtivos da chave.

Para determinar o valor do resistor  $R_1$ , inicialmente ensaiou-se a redução da dis-



torção com valores diminutos de resistor, no entanto, a distorção no sinal permaneceu praticamente constante. Já para valores superiores a  $470\ \Omega$ , a distorção até é eliminada ao final dos quatro ciclos da rede, porém, ressurge novamente quando realiza o chaveamento do sinal para a entrada do conversor  $\Sigma\Delta$ .

Portanto, ao adicionar os resistores para reduzir a amplitude do sinal antes de realizar o chaveamento, obteve-se um sinal totalmente referenciado ao zero e com a mesma quantidade de ciclos, se comparado ao ensaio anterior no qual não utilizou compensação da distorção.

#### 2.4.3.2 Digitalização da corrente RMS

O processo de digitalização da corrente RMS, desenvolvido para sistema não-intrusivo é executado tanto por *hardware* como por *firmware*. Basicamente, o *hardware* empregado no sistema de conversão é constituído de: TC, resistor de *burden* e conversor  $\Sigma\Delta$ . Já o *firmware* desenvolvido é formado por um conjunto de sub-rotinas e funções.

O principal componente de um *hardware* utilizado no processo de digitalização é o conversor A/D. Para o desenvolvimento do sistema não-intrusivo, utilizou-se um conversor integrado ao  $\mu C$ . Este, possui um módulo ADC  $\Sigma\Delta$  de 24 bits com dois canais totalmente independentes e estágio de entrada como ganho programável. Já a saída do filtro digital do módulo ADC pode variar de 15 bits a 30 bits, com base na razão de sobreamostragem. As entradas diferenciais do conversor são especificadas para operar com ganho unitário em  $\pm 500\ mV$ .

O sensor de corrente (TC) utilizado na implementação do sistema de medida não-intrusivo permite uma medição de corrente mais segura, rápida instalação e de forma portátil. O núcleo foi projetado para permitir medições de corrente de até 120 A no primário, sem contato através da indução de campo magnético e apresenta uma relação de transformação 2500:1. Portanto, a corrente no secundário será  $400\ \mu A/A$  e resistor de *burden* deve ser inferior a  $10\ \Omega$ .

Para trabalhar em toda faixa de operação do conversor, utilizou-se um resistor de *burden* de  $7,5\ \Omega$ . Considerando a relação de transformação do TC, apresentada anteriormente, o valor máximo de corrente no primário será 117,85 A.

O *firmware* do MHarvesting, responsável pela digitalização da corrente RMS, foi implementado de forma modular para facilitar futuras atualizações e, também, a depuração do código durante o desenvolvimento.

Ao iniciar o  $\mu C$ , executa-se a sub-rotina de configuração do sistema de *clock* e, em seguida, realizam-se as configurações básicas do conversor  $\Sigma\Delta$ . Um dos parâmetros mais importantes de um sistema de conversão é sua frequência de amostragem. O conversor  $\Sigma\Delta$ , foi configurado para operar em uma frequência de amostragem de 4 kHz, ou seja, em cada ciclo da rede de 60 Hz serão amostrados 68 pontos. Para operar nesta frequência de amostragem, o conversor  $\Sigma\Delta$  disponibilizar apenas 20 bits efetivos mais um de sinal, ou

seja, a resolução será de  $0,572 \mu\text{V}$ .

Após a configuração do conversor  $\Sigma\Delta$ , implementou-se uma sub-rotina para zerar o *offset* do mesmo. O módulo ADC possui internamente uma chave programável que desconecta o sinal de entrada e conecta-o a referência do circuito. Portanto esta chave possibilita a realização do procedimento de retirada do *offset* em tempo de execução da aplicação.

Para reduzir o erro de não linearidade, calibrou-se o conversor  $\Sigma\Delta$  em dois pontos distintos. A primeira foi realizada em  $500 \text{ mA}$  para ser utilizada entre  $10 \text{ mA}$  e  $1000 \text{ mA}$ . Já o segundo ponto de calibração foi definido em  $15 \text{ A}$ , ponto médio de cargas como chuveiro elétrico e micro-ondas, sendo utilizada na faixa de  $1 \text{ A}$  a  $120 \text{ A}$ .

Como foram definidos dois pontos de calibração, é necessário realizar a retirada do *offset* para ambos. O procedimento é iniciado com “curto” interno da entrada do canal de A/D, em seguida, realiza-se a leitura de 200 pontos e calcula-se o valor médio dos mesmos para compor o valor do *offset*. Para a realizar o cálculo da corrente RMS, o valor do *offset* deverá ser descontado de cada ponto de leitura realizada.

Para realizar o cálculo da corrente RMS a cada segundo é necessário executar os seguintes passos: ligar a referência do conversor  $\Sigma\Delta$ , pois para reduzir o consumo de corrente do módulo a mesma é desligada no final da sequência de conversão. Em seguida, deve-se aguardar  $2,5 \text{ ms}$  para a saída da referência estabilizar ou os 10 primeiros pontos de leitura não serão coerentes com o valor real. Essa parte da configuração do conversor  $\Sigma\Delta$  pode ser observada na Figura 2.10, que apresenta o diagrama simplificado do *firmware* responsável pelo cálculo da corrente RMS.

Finalizada essa parte da configuração do conversor, é verificado, através do *flag Sw*, se o circuito de *harvesting* está utilizando o sinal do TC. Se essa afirmação for verdadeira, será necessário aguardar quatro ciclos da rede até que o sinal esteja estável para iniciar a conversão. Este tempo de espera pode ser observado na Figura 2.6, *Região ES*, que também mostra o consumo do conversor ao realizar as leituras durante os três ciclos da rede. Ao ligar a chave, *Sw\_Curto*, e aguardar os quatros ciclos, o sinal do TC poderá ser disponibilizado na entrada do conversor, através da chave *Sw\_Sinal*. Se no ciclo anterior o sinal não foi disponibilizado para o circuito de *harvesting*, não será necessário aguardar os  $66,667 \text{ ms}$ .

A técnica utilizada para realizar o cálculo da corrente RMS é ler 204 amostras durante três ciclos da rede. Porém, antes de iniciar a leitura, deve-se procurar o primeiro cruzamento de zero e, na sequência, iniciar a leitura. Para minimizar o custo computacional, foi utilizado o multiplicador de *hardware* para realizar o cálculo da integral da corrente elétrica. Durante o procedimento de leitura das amostras, analisa-se, através do cálculo da corrente de pico, se o valor do *offset* utilizado está coerente com a faixa selecionada. Caso o valor do *offset* empregado não pertença ao segmento, deve-se repetir o procedimento de leitura com o valor apropriado.

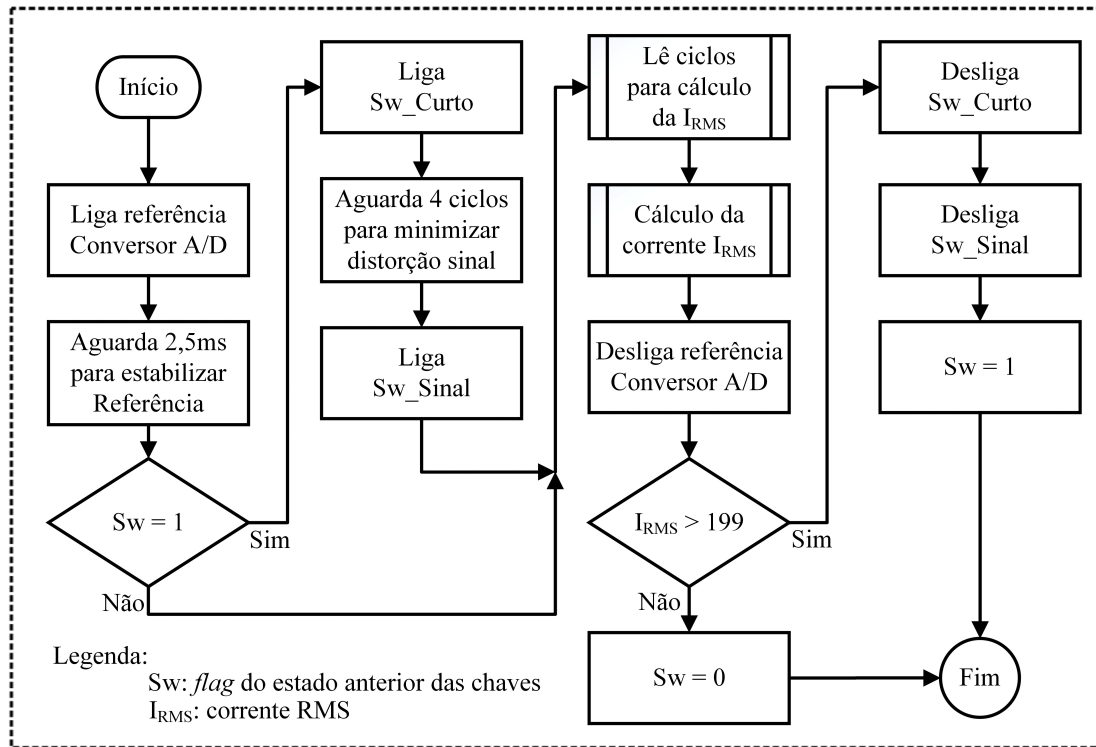


Figura 2.10: Fluxograma simplificado do *firmware* responsável pela leitura da corrente RMS.

Para finalizar o cálculo da corrente RMS, são necessários dois passos. Como o número de pontos utilizados para calcular o valor da corrente RMS pode variar em função da oscilação da frequência de amostragem, o número de amostra é contabilizado e, no final, utilizado para calcular o valor da corrente RMS. O último passo é multiplicar o valor encontrado pelo respectivo valor de calibração de 500 *mA* ou 15 *A*.

#### 2.4.4 Tensão de alimentação

A tensão de alimentação influencia diretamente no consumo de corrente do  $\mu C$ . Para verificar esse comportamento foi realizado um ensaio em laboratório com um módulo alimentado por duas tensões distintas, como pode ser observado na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Comparação dos consumos de corrente para tensões de 1,8 *V* e 3,6 *V*.

Modo	Crístal	I [ $\mu A$ ] – 1,8 <i>V</i>	I [ $\mu A$ ] – 3,6 <i>V</i>	Função
LPM3	VLO	0,45	1,00	Aguarda evento
LPM0	DCO	50,00	80,00	Transição entre eventos
LPM0	HF	190,00	250,00	Calibração do VLO
LPM0	DCO	225,00	257,00	Referência ligada
LPM0	DCO	720,00	875,00	Referência e Conversão $\Sigma\Delta$

Observa-se que, para a tensão de 1,8 *V*, o consumo de corrente foi inferior em

todos os modos de operação. Apenas reduzindo a tensão de alimentação em 50 %, versão v1.0 para v9.1, implicou na significativa redução do consumo médio de corrente do módulo, principalmente quando realiza conversão e aguarda evento.

## 2.5 Conclusões

Neste capítulo apresentaram-se os principais aspectos de consumo do equipamento desenvolvido durante o mestrado, versão v1.0. Na sequência foi descrito a técnica de calibração do VLO pelo cristal externo de alta frequência. Este método reduziu o consumo médio de corrente do módulo em 602 vezes, se comparado a versão anterior.

Já o circuito de gerenciamento de aplicação implementado para o não-intrusivo, que inclui o sistema de *energy harvesting*, possibilitou o início da carga dos capacitores com correntes a partir de 200 *mA* no primário do transformador de corrente e autonomia energética total, com correntes superiores a 500 *mA* no primário do TC.

Para estimar o consumo de energia de uma residência, implementou-se um sistema de medição de corrente RMS com base em um transformador de corrente. No processo de digitalização da corrente, foi utilizado um conversor  $\Sigma\Delta$  que possibilitou detectar variações de corrente na ordem de 1,43 *mA* no primário do TC.

## Capítulo 3

# Desenvolvimento de um sistema *ultra low power* para comunicação

### 3.1 Introdução

NESTE capítulo apresentam-se o sistema de comunicação e as técnicas utilizadas para reduzir o consumo do módulo MHarvesting. Em seguida, descreve-se o novo módulo que foi projetado e implementado para realizar a interrogação do MHarvesting. Para reduzir o consumo de corrente durante a recepção, desenvolveu-se um método que possibilitou aumentar o espaçamento entre duas recepções de dados. Para reduzir o tempo de espera durante as requisições, demonstra-se o procedimento que usufrui das mensagens decodificadas, porém, não pertencentes ao dispositivo para modificar a frequência de ativação da recepção de dados. Do mesmo modo evidencia-se que a estratégia de transmissão e recepção de dados em canais distintos, além de aumentar a robustez durante a comunicação, também contribuiu significativamente para a redução do consumo médio de corrente do MHarvesting. Outro ganho significativo obtido foi a implementação da antena dipolo dobrado na placa, que aumentou expressivamente o alcance dos módulos, além de reduzir o custo do desenvolvimento do sistema de comunicação. As implementações e operações dos módulos utilizando os *transceivers*, resultados de ensaios realizados em laboratório e conclusões são apresentados a seguir.

### 3.2 Circuito de comunicação do MHarvesting

O circuito de comunicação do MHarvesting é fundamental para a aplicação de detecção de fraudes em instalações elétricas. Uma vez que o módulo ficará exposto a todos os tipos de condições adversas (temperatura elevada, chuva, sol, poeira, etc) qualquer tipo de conexão aparente será danificada com tempo ou pelo uso excessivo. Se algum tipo de conexão mecânica for utilizada, o tempo necessário para realizar a coleta dos dados

será considerável, ou até mesmo inviável, se o número de dispositivos utilizados for muito grande.

Na implementação e desenvolvimento do sistema não-intrusivo são utilizados apenas dois tipos de dispositivos: mestre, que é responsável por iniciar a comunicação, e o escravo, que apenas aguarda uma possível requisição de dados enviada pelo mestre. Com o objetivo de reduzir o consumo energético do MHarvesting, utilizou-se a topologia de comunicação ponto-a-ponto para realizar a troca de dados entre os dispositivos.

Para implementar o *link* de comunicação adotou-se um *transceiver* e desenvolveu-se um protocolo de comunicação dedicado. Esta arquitetura oferece serviços e funcionalidades básicas que tornam possível a conexão entre os dispositivos e a troca de mensagens com baixo custo energético. Essa estrutura também é facilmente adaptável para ser utilizada em outros sistemas embarcados, que apresentem restrições semelhantes.

Os dispositivos desenvolvidos operam na faixa de frequência de rádio não licenciada ISM (*Industrial, Scientific e Medical*) entre 2,4000 – 2,4835 GHz e são classificados como dispositivos SRD (*Short Range Device*). Portanto, para realizar a coleta dos dados, utilizou-se uma comunicação sem fio, do tipo *half-duplex*, com distância máxima de 350 metros entre os dispositivos transmissores e receptores de dados.

O desenvolvimento do sistema de comunicação, foi realizado com um *transceiver* CC2500 da TI [29]. O *hardware* básico do CC2500 cujo esquemático simplificado com os componentes utilizados pode ser observado na Figura 3.1.

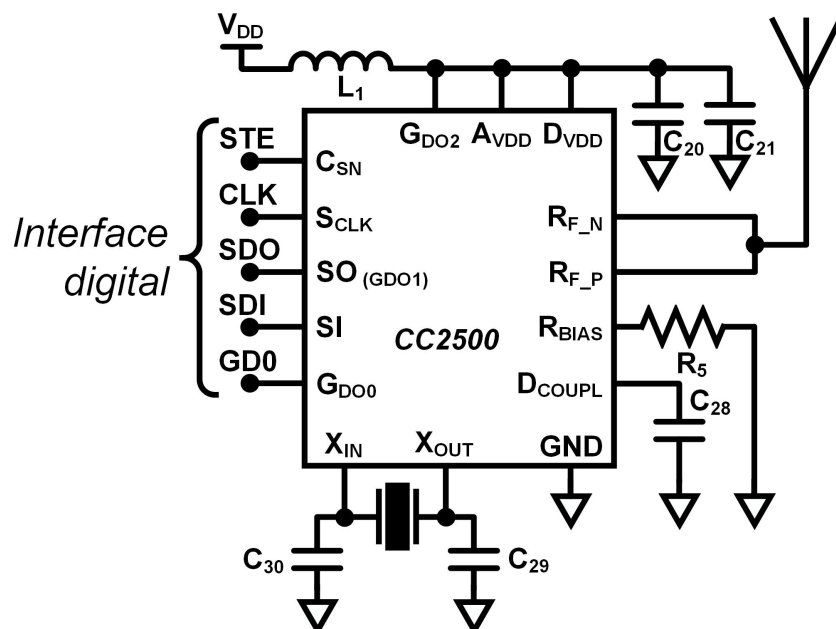


Figura 3.1: Esquemático simplificado do circuito do rádio implementado no MHarvesting e MInt.

O CC2500 possui baixo custo e foi projetado, especialmente, para aplicações com baixo consumo de energia. Além disso, suporta vários formatos de modulação (OOK,

2-FSK, GFSK, e MSK) e pode ser configurado para operar com uma taxa de dados de até 500 kBaud. Os principais parâmetros de funcionamento são: controle por interface de comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*) e armazenamento de até 64 *Bytes* em seu *buffer* ou FIFO (*First In, First Out*) tanto na transmissão como recepção.

A *Interface digital* do CC2500 é utilizada para realizar a configuração, envio e recebimento dos dados. Além de contar com os pinos tradicionais da SPI, possui um pino de I/O especial para indicar ao  $\mu C$  que os dados recebidos já estão disponíveis no *buffer* de recepção.

Para reduzir o custo com os componentes de precisão utilizados no casamento de impedância do guia de onda e aumentar a eficiência na comunicação dos módulos, foi utilizada uma antena dipolo dobrado PCB (*Printed Circuit Board*) que apresenta ganho máximo de 7,4 dB, e eficiência típica de 80 %, se for preservada a dimensão de 46 x 9 mm. Portanto, com essa antena na placa implementada nesta versão do sistema não-intrusivo foi possível aliar baixo custo, redução de espaço e alto desempenho.

Para aumentar o tempo de vida da bateria do MHarvesting, as sub-rotinas e procedimentos implementados tanto para a recepção como para a transmissão de dados buscam sempre a redução do consumo de corrente média. Logo, no desenvolvimento do *firmware* para o MHarvesting o  $\mu C$  apresentado na Figura 2.1 é responsável pelo controle de todas as funcionalidades do sistema de comunicação. Nas próximas seções, serão apresentados os procedimentos responsáveis pela recepção e transmissão de dados.

### 3.2.1 Recepção de dados do MHarvesting

Ao iniciar o MHarvesting é realizada a configuração tanto do sistema de *clock* como da SPI do rádio. Em seguida, o  $\mu C$  define um canal de comunicação específico para a recepção de dados proveniente do mestre. Para reduzir o consumo do módulo, ao finalizar a configuração, desliga-se o rádio. Se for utilizado velocidade de comunicação de até 500 kbps, poderão ser configurados 400 canais independentes e com espaçamento de 200 kHz cada. Se for necessário utilizar taxas de comunicação maiores, deve-se reduzir a quantidade canais.

Na versão v1.0, quando o dispositivo não está realizando medidas, a recepção de dados era ativada a cada 5 s e permanecia ligada por 25 ms, aguardando uma possível recepção. Já nesta versão, optou-se por aumentar este tempo para 15 s e, com as técnicas utilizada e evolução no módulo interrogador, o tempo que permanece com a recepção ativa baixou para 5 ms.

Se for considerado um consumo de corrente de 19 mA durante a recepção de dados para ambas versões, apenas com a redução do tempo que permanecem com os rádios ativos, o consumo médio cairá de 95,0  $\mu A$  para 19,0  $\mu A$ . Porém, como a frequência entre ativações foi reduzida em três vezes, o consumo durante a recepção de dados para versão do sistema

é de apenas  $6,3 \mu A$ , quando ativada.

Para compensar este aumento no período de tempo entre duas ativações, implementou-se uma funcionalidade que altera essa frequência em tempo de execução. O fluxograma simplificado do *firmware* que apresenta essa e outras funcionalidades, durante a recepção de dados, pode ser observado na Figura 3.2.

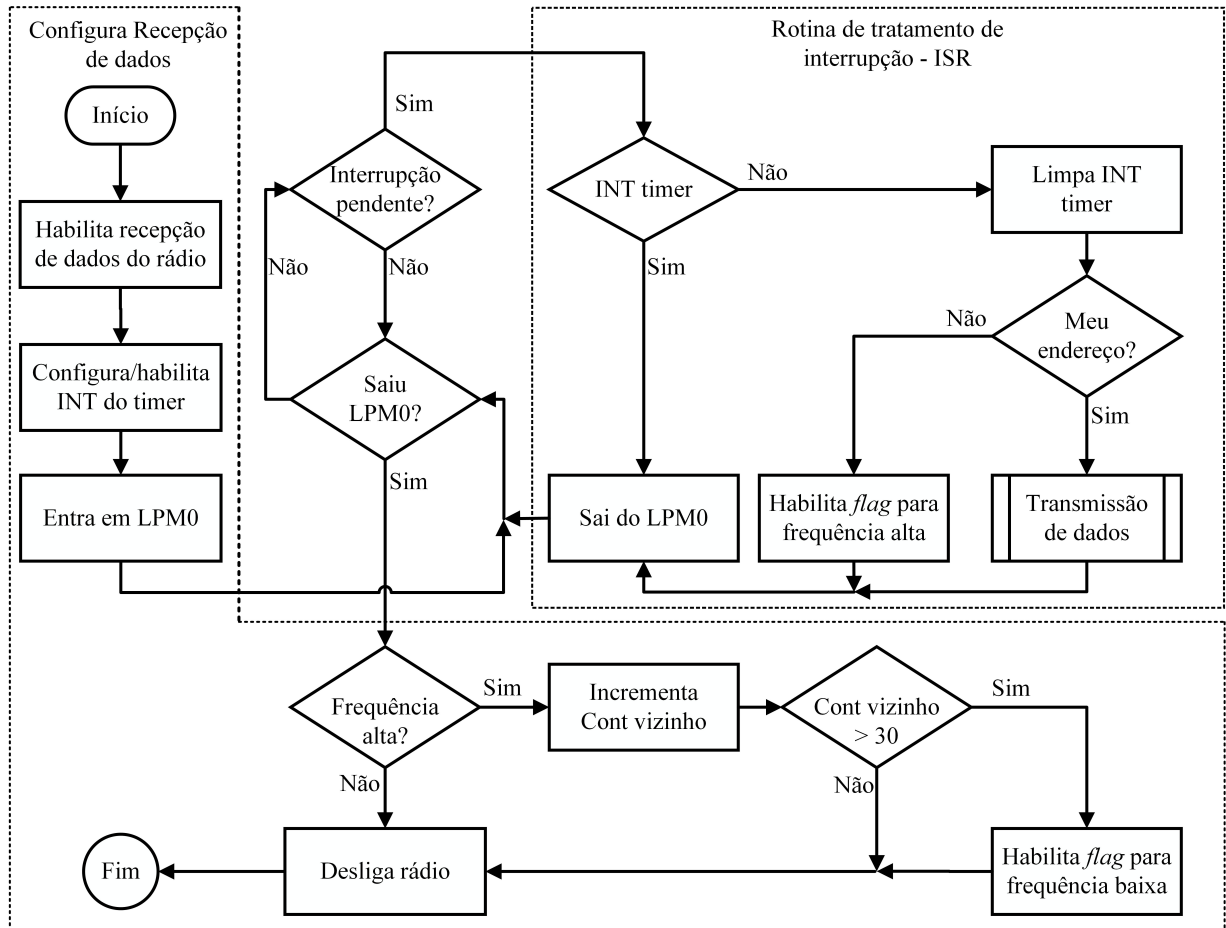


Figura 3.2: Fluxograma simplificado do *firmware* para recepção de dados do MHarvesting.

A sub-rotina para ativar a recepção de dados é chamada se o módulo estiver medindo correntes inferiores a  $10 \text{ mA}$ . O procedimento para recepção de dados pelo MHarvesting pode ser dividido em três partes: configuração do rádio para recepção, espera programada e tratamento das interrupções.

Ao ser ativado, realiza-se a configuração do rádio colocando-o apenas para ouvir o canal de recepção de dados. Em seguida, habilita-se um *timer* para determinar o tempo no qual o rádio ficará ativo. Novamente, utiliza-se a técnica de desligar o núcleo do  $\mu C$  para reduzir o consumo durante a espera de uma possível recepção de dados.

Quando o  $\mu C$  é colocado em modo LPM0, é associada uma interrupção para retirá-lo deste modo de operação. Então, o dispositivo encontra-se em uma espera programada aguardando por eventos específicos, que pode ocorrer tanto pelo *timer* como pela própria recepção de dados.



A *Rotina de tratamento de interrupção* é solicitada pelo *hardware* quando decorrer o tempo de espera programado ou no momento da própria recepção dos dados. Se esgotar o tempo de 5 *ms*, a interrupção do *timer* irá retirar o  $\mu C$  do modo LPM0 e desligará o rádio. Quando a interrupção estiver vinculada à recepção de dados, o primeiro passo é limpar o *flag* de interrupção relacionado ao *timer* para não haver conflito entre as interrupções, em seguida é verificado, através do endereço único de cada dispositivo, se a solicitação de envio de dados pertence a este módulo. Caso seja verdadeiro, será chamada a função *Transmissão de dados*, que repassa as informações recebidas do dispositivo mestre. Para finalizar o procedimento de envio, novamente, o  $\mu C$  sai do modo LPM0 e desliga o rádio.

Quando houver recepção de dados e a solicitação não for para o dispositivo é habilitado um *flag* chamado de *frequência alta*. Este é utilizado para alterar o tempo entre duas verificações de recepção de dados. Como os módulos pertencem há uma mesma aplicação, todos são programados para operar no mesmo canal. Portanto, se estiverem na área de cobertura, as solicitações enviadas pelo mestre serão recebidas por todos os dispositivos escravos que estiverem com a recepção ativada. Se a requisição interceptada pertencente ao *vizinho*, esta é utilizada para mudar o tempo entre duas ativações de recepção de dados.

Se uma solicitação ao dispositivo *vizinho* for identificada, o tempo de ativação entre duas recepções é alterado de 15 *s* para 1 *s* e um contador é iniciado, *Cont vizinho*, para encerrar essa nova configuração. Com base nos testes realizados, definiu-se que esta nova frequência de ativação de recepção seria utilizada por apenas 30 *s*. Caso neste período o módulo receba uma solicitação, a mesma será atendida e a frequência normal de ativação de recepção é restabelecida.

Para finalizar a descrição do procedimento de recepção de dados pelo MHarvesting, foi realizado um ensaio em laboratório para verificar o consumo do rádio durante à ativação para recebimento de dados. Na Figura 3.3 verifica-se o consumo de corrente e também a espera por uma recepção de dados.

Portanto, enquanto o MHarvesting não identificar corrente RMS superior a 10 *mA*, o procedimento de recepção de dados irá incrementar em 6,3  $\mu A$  o consumo médio de corrente do módulo. Para reduzir parte deste consumo, uma pequena melhoria pode ser implementada, enquanto não for realizada leitura de corrente, a recepção de dados não será verificada. Ou seja, enquanto o dispositivo não for enviado a campo, o consumo da recepção será zero.

### 3.2.2 Transmissão de dados para MHarvesting

A função de transmissão de dados é chamada ao identificar uma solicitação de envio de dados no procedimento de recepção. Na Figura 3.4 observa-se o fluxograma simplificado do procedimento implementado no MHarvesting para realizar a transmissão de dados.

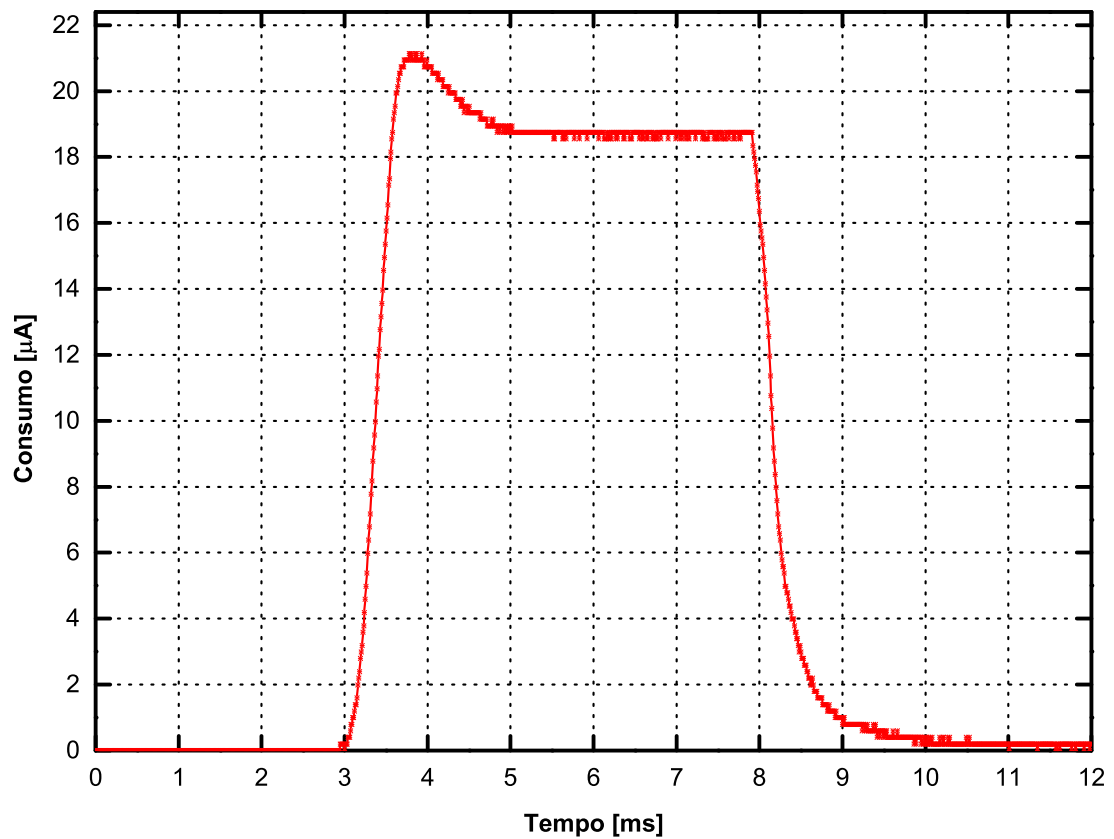


Figura 3.3: Consumo de corrente durante a recepção de dado do MHarvesting.

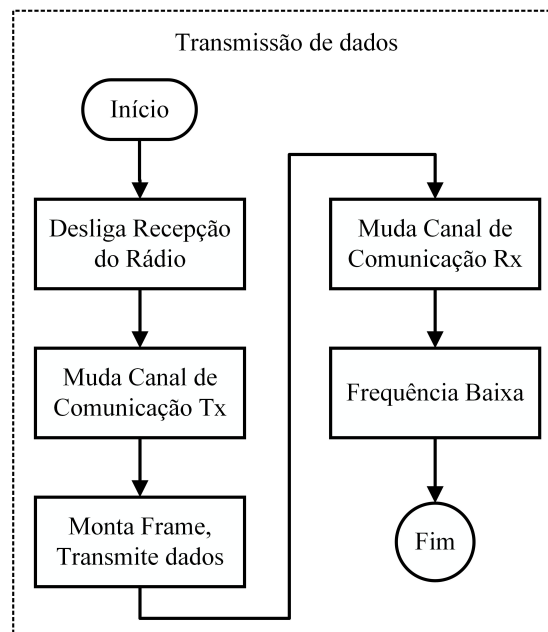


Figura 3.4: Fluxograma simplificado do *firmware* para realizar a transmissão de dados.

Como o *transceiver* utilizado possui canal de comunicação *half-duplex*, ao chamar a função de transmissão de dados, o módulo de recepção de dados será imediatamente desligado. Na versão v1.0, um dos problemas estava relacionado à confiabilidade na transmissão dos dados, pois era necessário enviar os dados em uma janela de tempo para não haver colisão de dados entre as transmissões.

Nesta versão, as transmissões são realizadas em canais distintos, ou seja, o dispositivo mestre envia as solicitações por um determinado canal e o escravo transmite por outro. No dispositivo escravo, quando desliga o módulo de recepção de dados, altera-se o canal de comunicação antes de realizar a transmissão dos dados ao dispositivo mestre.

O *frame* de dados é composto por um conjunto de 30 *bytes* que contêm o ID do módulo, somatório da corrente *Low*, somatório da corrente *high*, temperatura do dispositivo, tempo de funcionamento do módulo e dados de controle. Após montar o *frame* com os dados a serem transmitidos, os *bytes* são adicionados na SPI e para serem enviados pelo rádio.

Finalizada a transmissão dos dados, o canal de recepção é ativado novamente para o recebimento na próxima ativação e a frequência de verificação de recebimento de dados retorna ao seu estado original.

Tal como analisado na recepção de dados, realizou-se um ensaio em laboratório para verificar o consumo de corrente do MHarvesting durante a transmissão dos dados. Na Figura 3.5 verifica-se o consumo e o tempo necessário para o envio dos dados ao dispositivo mestre.

Se for considerado que o tempo total para ativar o rádio, colocar os dados no canal da SPI e finalizar o envio seja de 2 *ms*, então, o consumo da transmissão será de 44  $\mu A.s$ . Como o tempo entre as leituras dos dados armazenados durante a estadia em campo não são determinados, acredita-se que o módulo MHarvesting permaneça realizando medidas durante duas semanas em campo. Logo, se for considerado o período de duas semanas e apenas uma transmissão para coleta de dados, o incremento no consumo médio de corrente do MHarvesting durante a transmissão pode ser desconsiderado (36,37 *pA*).

### 3.3 Módulo Interrogador – MInt

Na versão v1.0, utilizou-se um kit de desenvolvimento para realizar a coleta dos dados provenientes do equipamento eletrônico desenvolvido. Porém, devido as suas limitações de alcance e confiabilidade nas requisições de dados, implementou-se um novo módulo interrogador que foi denominado MInt.

O MInt é um módulo com conexão USB e dois canais de comunicação sem fio que são utilizados para transmitir e receber dados do módulo MHarvesting.

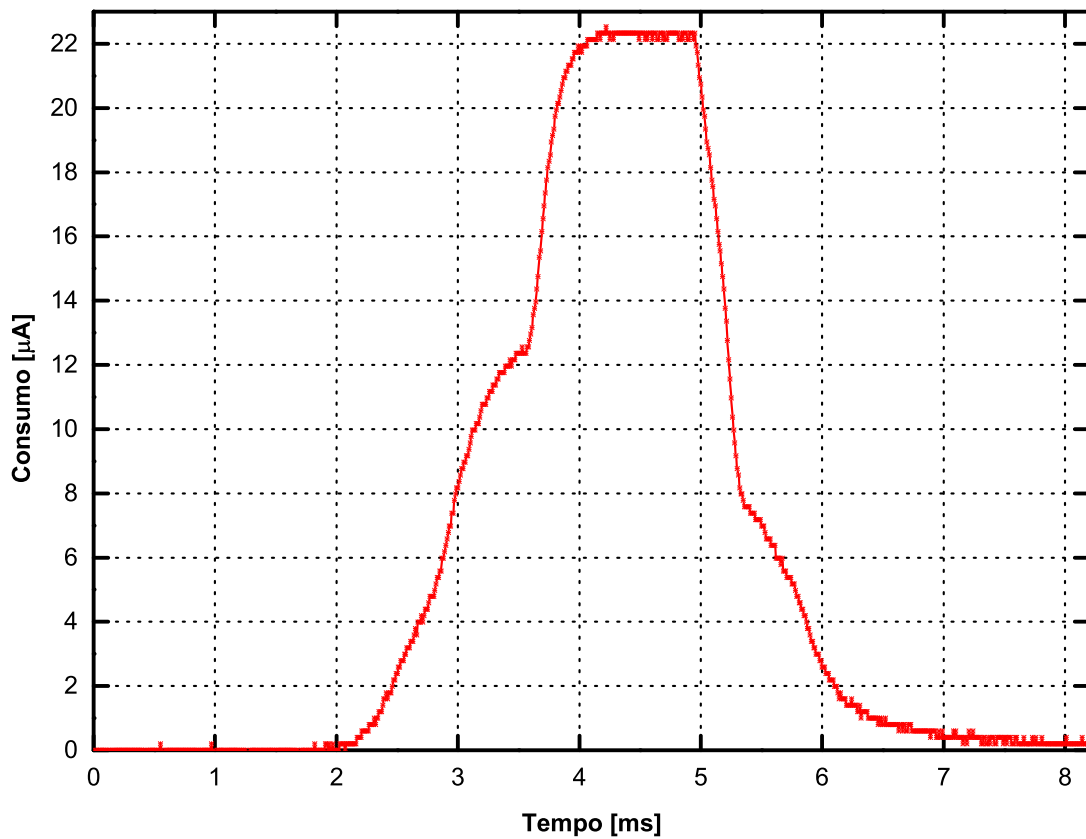


Figura 3.5: Consumo de corrente durante a transmissão de dado do MHarvesting.

### 3.3.1 Descrição do *hardware* e funcionamento do MInt

O *hardware* e a lógica de funcionamento do MInt podem ser utilizados para realizar o interfaceamento entre dispositivos que necessitem se comunicar com um computador portátil, seja para aquisição de dados, ou monitoramento de qualquer natureza. Também pode ser aplicado para isolar sistemas que apresentam requisitos de baixo ruído na operação.

O circuito do MInt é responsável pelas seguintes funções: enviar e receber dados do Computador/MHarvesting. O *hardware* do MInt é composto por:  $\mu C$ , interface USB, rádio e componentes passivos. No diagrama da Figura 3.6 apresentam-se todos os componentes utilizados na implementação.

O  $\mu C$  utilizado para controlar as funcionalidades do MInt foi o MSP430F5510 [30], da TI. Este  $\mu C$  possui MCU com arquitetura RISC de 16–bits e um sistema de *clock* unificado. Pode operar com cristal externo de até 32 MHz ou de tempo real de 32.768 Hz, DCO interno com frequência máxima de 25 MHz ou ainda o VLO, também interno, com frequência de 12 kHz. Este possui um módulo ADC de 10–bits, 32 KB de memória de programa, 6 KB de memória SRAM, dois módulos de interfaces de comunicação programáveis, interface USB, multiplicador em *hardware* de 32–bits, *timer* de 16–bits e 31 pinos de I/O.

A principal função do MInt é realizar o interfaceamento entre os módulos de rádio

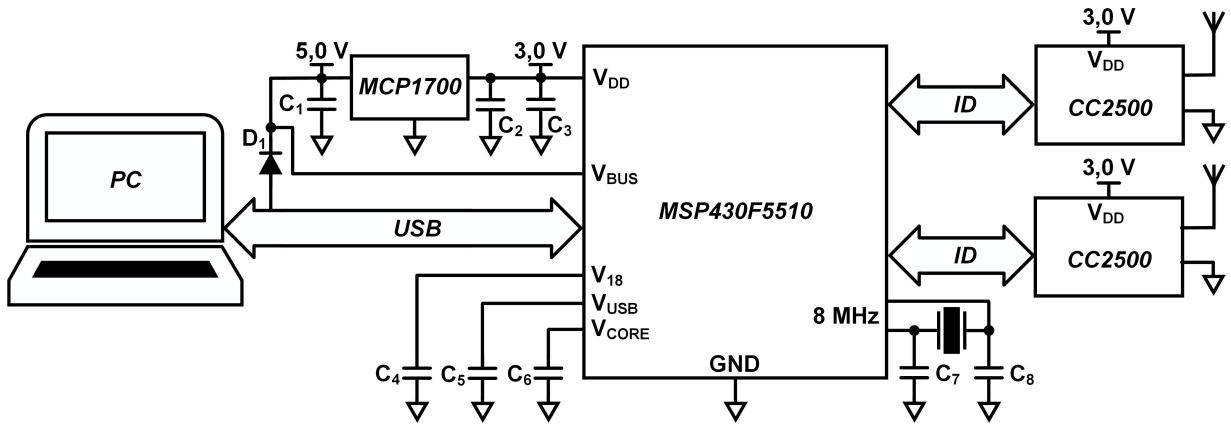


Figura 3.6: Esquemático simplificado do MInt.

via SPI e o computador via porta USB. Portanto, apesar dos vários periféricos existentes, apenas as portas USB, SPI e também o *timer* serão utilizados.

Para realizar as requisições ao MHarvesting, utilizou-se dois *transceivers* (Figura 3.1) conectados às portas de comunicação SPI do  $\mu C$ . Já a comunicação com o computador é realizada via porta USB, que também é responsável pela alimentação do MInt.

Para alimentar o  $\mu C$  e os rádios, utilizou-se um regulador de tensão MCP1700 da Microchip. Este, apresenta baixo LDO (178 mV) para 150 mA, baixa corrente de polarização (1,6  $\mu A$ ), tensão máxima de 6,0 V de entrada e saída em 3,0 V [31].

As frequências utilizada pelo núcleo do  $\mu C$ , comunicação USB e SPI são todas baseadas no cristal externo de 8 MHz. A USB e o core do  $\mu C$  trabalham em 24 MHz, a SPI opera em 12 MHz.

### 3.3.2 Firmware do MInt

Basicamente, o *firmware* do MInt é dividido em duas partes lógicas: *Configuração dos periféricos* e *Loop infinito*. A etapa de *Configuração* é composta por um grupo de sub-rotinas, que é executado sempre que o MInt é ligado, para realizar a configuração básica do *hardware*. Já o *Loop infinito* pode ser subdividido em duas tarefas: comunicação com o PC e rádios. Na Figura 3.7 verifica-se o fluxograma simplificado do *firmware* do MInt.

Ao conectar o MInt ao computador, realizam-se as configurações do sistema de *clock* e dos *transceivers* e também a enumeração da porta USB. Para cada rádio do MInt é atribuído um canal de comunicação, ou seja, uma faixa de frequência específica para comunicar com o MHarvesting. Cada rádio do MInt é utilizado especificamente para enviar ou receber os dados. Quando uma requisição é iniciada, não é necessário aguardar os dados em uma janela de tempo ou desligar a transmissão para aguardar a recepção dos dados enviados pelo MHarvesting.

No *Loop infinito* todas as tarefas foram implementadas através de interrupções.

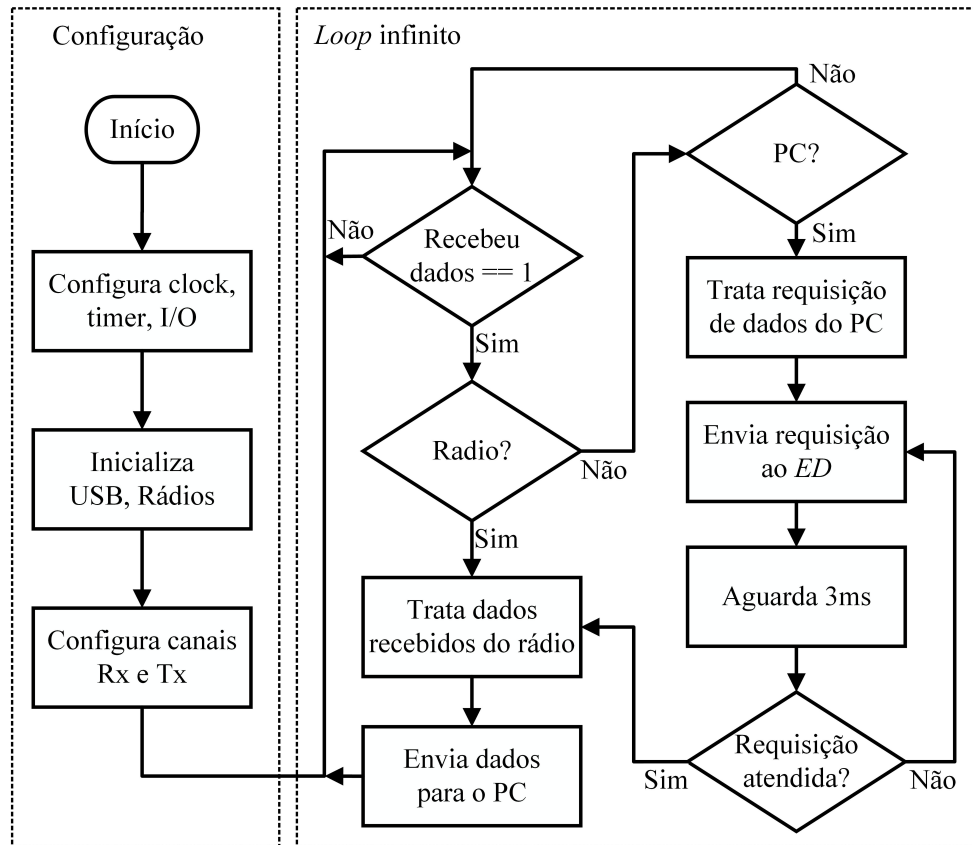


Figura 3.7: Fluxograma simplificado do *firmware* do MInt.

O teste condicional *Recebeu dados* sempre indicará o recebimento de dados, seja do PC ou do rádio vinculado a recepção de dados. Primeiro, é verificado se os dados recebidos são do rádio. Caso seja verdadeiro, realiza-se o tratamento e em seguida os mesmos são enviados ao computador. Porém, se a solicitação for do PC, é necessário verificar qual o tipo de requerimento e, posteriormente, iniciar o envio do primeiro pacote.

Para controlar o tempo entre duas solicitações, foi utilizado um *timer* que indica quando enviar um novo *frame*. Operando em 24 MHz, foi possível enviar pacotes de dados com tempo inferior a 3,0 *ms*. Portanto, ao identificar a necessidade de iniciar uma interrogação de dispositivo, são enviados pacotes sequenciais até que a solicitação seja atendida ou interrompida.

### 3.3.3 Experimentos em laboratório utilizando o MInt

Para verificar os tempos entre transmissões e também o período que o MInt permanece ocioso, foi realizado um teste em laboratório. Na Figura 3.8 apresenta-se o período para realizar requisições de dados ao MHarvesting.

Observa-se que, o MInt necessita de apenas 2,28 *ms* para enviar uma requisição de dados ao MHarvesting e permanece inativo por 0,72 *ms*. Enquanto a solicitação não é atendida, um novo pacote de dado é enviado a cada 3,0 *ms*.

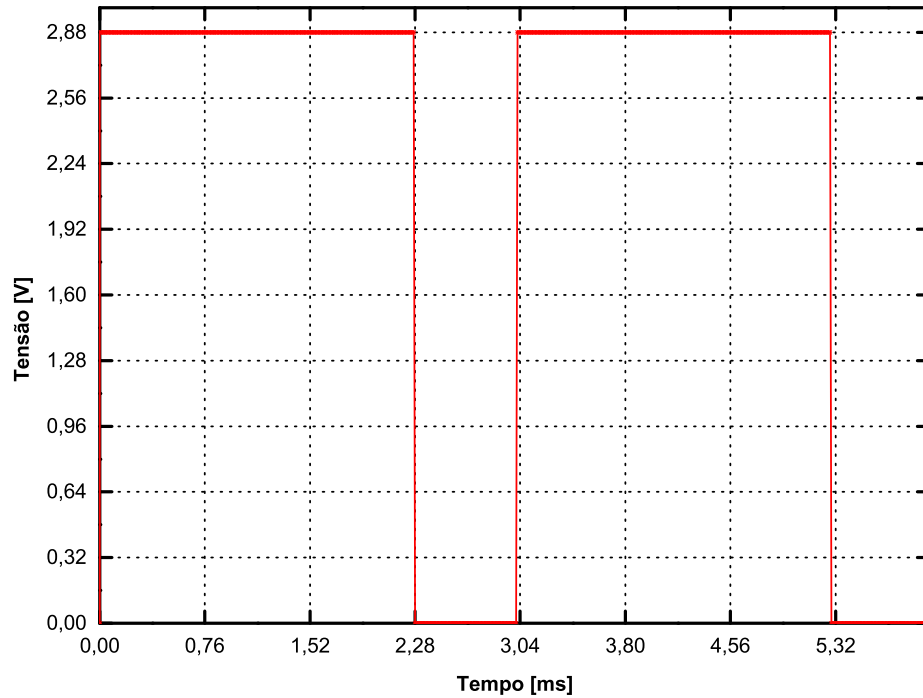


Figura 3.8: Tempo entre requisições de dados enviadas ao MHarvesting pelo MInt.

### 3.4 Conclusões

Como pode ser observado na Figura 3.3, a implementação do módulo MInt possibilitou a redução do tempo no qual a recepção do MHarvesting deve permanecer ativada aguardando uma possível solicitação de dados. Se for comparada com a versão v1.0, a redução no consumo médio de corrente foi de cinco vezes e, ao considerar o espaçamento no tempo para ativar a recepção de dados, a redução do consumo chega a 15 vezes.

Na Tabela 3.1 são apresentados os principais modos de operação do MHarvesting e seus respectivos consumos de corrente. Estes, foram evidenciados tanto no capítulo anterior como neste.

Tabela 3.1: Estágios de funcionamento do MHarvesting.

Discriminação de consumo da corrente			
Modo	Descrição	Consumo [ $\mu A$ ]	Duração [ $ms$ ]
1	Somente base de tempo ativada	1	890
2	Calibração da base de tempo	190	280
3	Aguardando sinal estabilizar - Região ES	225	60
4	Conversor A/D $\Sigma\Delta$ ligado	720	50
5	Aguardando recepção de dados	19000	5
6	Transmissão de dados solicitados	22500	3

Mesmo reduzindo a frequência de ativação da recepção de dados, em três vezes, a performance do sistema não foi afetada, pois a implementação da “escuta do vizinho” reduziu o tempo de espera do MInt, pela resposta a solicitação de dados ao MHarvesting, de

15 s para 1 s. Outro ponto chave foi o desenvolvimento dos canais duplos no MHarvesting, que possibilitaram o envio e recepção dos dados de forma confiável, sem haver colisão de dados.

Para aumentar a flexibilidade, nas próximas versões do sistema não-intrusivo poderá ser incorporada a configuração dos canais de comunicação via *firmware*. Caso seja necessário o retorno às configurações de fábrica, poderá ser utilizado algum mecanismo via *hardware*.

Mesmo incorporando mais componentes eletrônicos ao *hardware*, se comparado a versão v1.0, o consumo basal permaneceu constante. Ao introduzir a técnica de calibração do VLO (interno ao  $\mu C$ ) pelo cristal externo de alta frequência, reduziu-se o consumo de corrente do MHarvesting em 544 vezes.

Nessa versão do sistema, o consumo de corrente tanto na transmissão como na recepção continuaram praticamente constantes. Porém, o tempo total que permaneceram ativos reduziu-se de forma considerável.



## Capítulo 4

# Módulos auxiliares desenvolvidos para o sistema de *energy harvesting*

### 4.1 Introdução

NESTE capítulo apresentam-se mais três módulos que foram desenvolvidos para auxiliar na implementação do sistema não-intrusivo para detecção de fraude em instalações de energia elétrica. O primeiro módulo foi denominado de MSint. A função deste módulo é determinar o valor de capacitância que proporciona maior tensão no secundário de um TC (Transformador Corrente), com o menor valor de corrente no primário. O MSint é responsável pelo desempenho do sistema de *harvesting* para baixas correntes. Os outros módulos são sistemas *data logger* que armazenam os dados em cartões SD e foram denominados de MLog<sub>rms</sub> e MLScap. No início do projeto do sistema de *energy harvesting* não era conhecido o valor da corrente RMS em modo *stand by* de um residência típica, então foi desenvolvido o módulo MLog<sub>rms</sub> para analisar o comportamento da corrente RMS. Esse parâmetro é importante, pois o projeto do sistema não-intrusivo deve ser capaz de funcionar não apenas em operação normal, mas também para o consumo de corrente em modo *stand by*. Por fim, apresenta-se o módulo MLScap, cuja função é medir e armazenar as tensões elétricas do capacitor e do supercapacitor, utilizados no sistema de *energy harvesting*. Com estes dados torna-se possível analisar se o sistema desenvolvido pode ser energeticamente autônomo ou não. Nas próximas seções são apresentados os módulos auxiliares desenvolvidos, os circuitos de condicionamento de sinal e aquisição de dados, assim como alguns resultados de testes realizados no laboratório e em duas residências.

## 4.2 Otimização do circuito de *front-end* do transformador de corrente

Quando se trabalha com circuitos de corrente contínua, o único fenômeno que limita a passagem da corrente elétrica é a resistência elétrica. Já em circuitos de corrente alternada, existem outros fenômenos, além do resistivo, que dificultam essa passagem de corrente. É o caso, por exemplo, da indutância e capacitância, que são características de circuitos que contêm elementos capacitivos e indutivos. A relação tensão/corrente em um circuito de corrente alternada é chamada de impedância ( $Z$ ). A impedância é composta por três parcelas: Resistência ( $R$ ), Reatância Capacitiva ( $X_C$  Eq. 4.1) e Reatância Indutiva ( $X_L$  Eq. 4.2):

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \quad (4.1)$$

$$X_L = 2\pi f L \quad (4.2)$$

onde  $f$  é a frequência em Hz,  $C$  capacitância em F,  $L$  é a indutância em H.

Idealmente, em um circuito puramente resistivo em CA, não há diferença de fase entre a corrente e a tensão. Já em um circuito em que a reatância capacitiva é maior que a indutiva, a corrente elétrica estará atrasada em relação a tensão elétrica. Já quando a reatância indutiva é predominante em relação a capacitiva, a corrente fica adiantada em relação à tensão.

Circuitos de CA no qual as reatâncias capacitivas e indutivas são iguais, ( $X_C = X_L$ ), apresentam uma impedância puramente resistiva. Ou seja, o capacitor e o indutor possuem módulos iguais com sinais opostos, portanto, irão se anular. Este tipo de circuito é chamado de ressonante, ou que está na frequência de ressonância 4.3:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.3)$$

No desenvolvimento do sistema não-intrusivo para medida de consumo de energia foi utilizado um TC (Transformador Corrente) [32] do tipo *champ*. O circuito equivalente desse sensor apresenta uma reatância indutiva que prevalece em relação a capacitiva. Se utilizado simplesmente como sensor, este efeito não interfere no seu funcionamento. Porém, quando o sinal de saída for empregado para realizar *energy harvesting*, este efeito irá reduzir a eficiência do mesmo para baixas correntes.

### 4.2.1 Teste de Varredura em frequência nos TCs

Após a verificação do efeito da reatância indutiva nos TCs, foi levantado um perfil em laboratório dos TCs disponíveis para serem utilizados no desenvolvimento do sistema

de *harvesting*. Realizou-se um ensaio, onde os TCs foram submetidos a uma corrente de 200 mA no primário. Foi realizada varredura de frequência de teste com valor iniciado em 60 Hz até 180 Hz com passos de 0,5 Hz, para determinar em qual frequência de ressonância mais próxima a 60 Hz o TC responder.

No ensaio foi empregado um gerador de sinais para incrementar a frequência da corrente no primário do TC. Utilizou-se uma interface em LabVIEW para controlar o gerador de sinais e obter os dados medidos no osciloscópio via comunicação por porta USB. Na Figura 4.1 apresenta-se a varredura em frequência realizada em laboratório para o conjunto de TCs utilizados no ensaio.

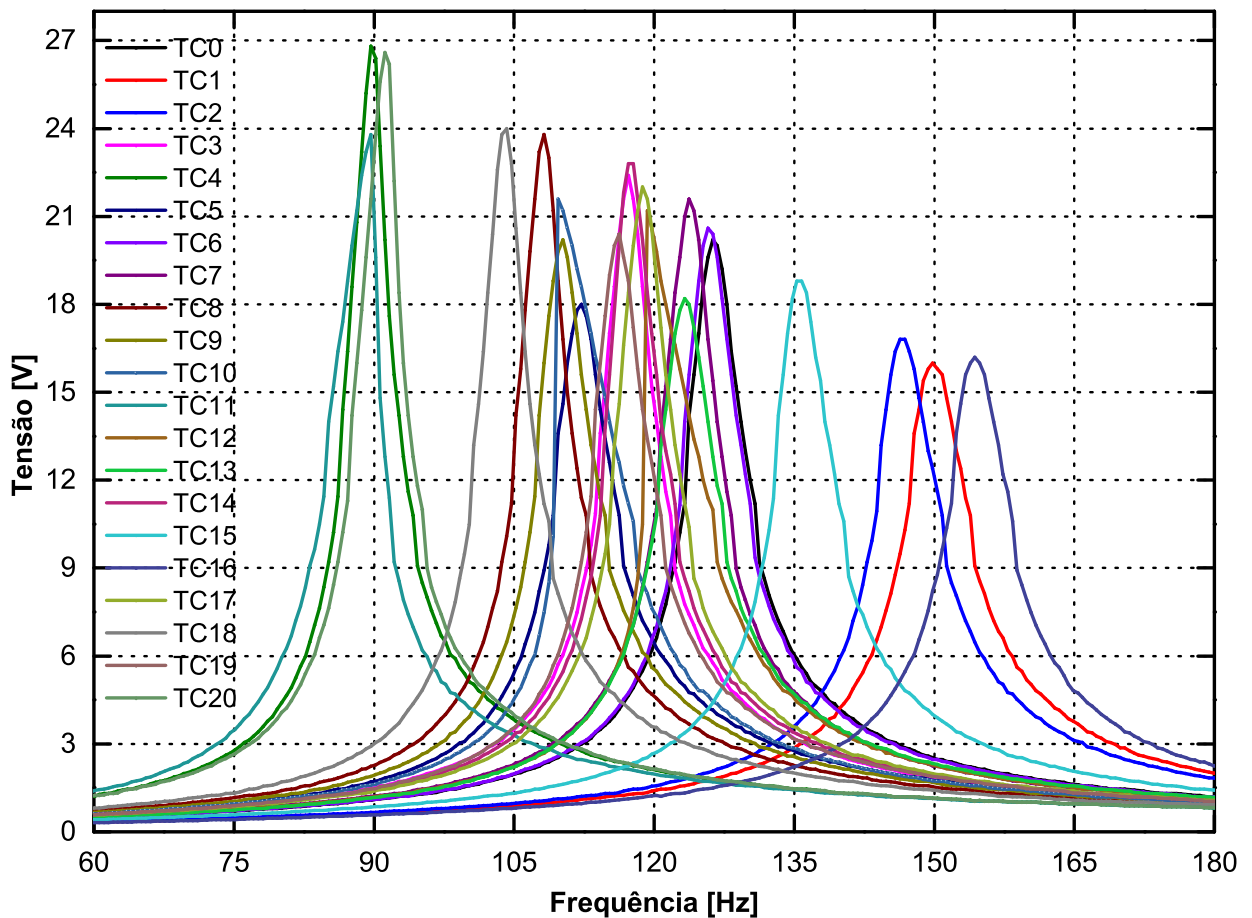


Figura 4.1: Varredura em frequência dos TCs com passos de 0,5 Hz.

Como pode ser observado, quando centrado na frequência de ressonância, a tensão máxima na saída do secundário do TC pode chegar a  $\approx 27,0$  V e com apenas 200 mA de corrente no primário. Já a tensão mínima obtida durante a varredura em frequência foi superior a 15,0 V. Nas seções seguintes expõem-se que essa tensão no secundário do TC deverá ser limitada em  $5,0$  V<sub>PP</sub>.

Outro ponto a ser observado é a alta dispersão entre as frequências de ressonância dos TCs analisados. Os centros de ressonância mais próximos estão em 90 Hz e os mais distantes estão próximos a  $\approx 160$  Hz. Este fato implica que quanto mais se afasta da

frequência de trabalho, tem-se indutâncias menores. Assim requerem capacitâncias maiores para anular o efeito indutivo. Em todos os casos abordados, será necessário centrar as frequências de ressonância dos TCs na frequência da rede elétrica de 60 Hz.

### 4.2.2 Módulo Sintonizador de Frequência de Ressonância – MSint

O módulo MSint foi desenvolvido para simplificar a montagem e reduzir os custos do projeto do circuito de gerenciamento de energia do módulo MHarvesting.

A função do MSint é, dado um TC qualquer, determinar qual o valor do capacitor capaz de proporcionar uma amplitude do sinal na saída do secundário que seja superior a  $5,0 V_{PP}$ .

Após a montagem dos componentes SMD (*Surface Mount Device*) do MHarvesting, seja através de um processo manual ou industrial com a utilização de máquinas *pick and place*, é necessário a montagem dos componentes *through-hole*: TC, baterias tipo CR2032 e supercapacitor. Nesta etapa, deve-se utilizar o MSint para determinar e montar o capacitor SMD  $C_{FR}$  da Figura 2.4.

Antes de vincular um determinado TC ao MHarvesting é necessário definir qual o valor do capacitor  $C_{FR}$ . Se por algum motivo este TC for substituído é obrigatória a retirada do capacitor antigo e deve-se determinar o valor do novo. A escolha correta deste capacitor determina o início de carga do capacitor  $C_{out}$  e do supercapacitor  $C_{out2}$  a partir de uma corrente de 200 mA no primário do TC. Se for utilizado outro TC, com perdas menores no núcleo e uma relação diferente de espiras no secundário, é possível iniciar o carregamento com correntes inferiores a 200 mA. Portanto, a eficiência do *energy harvesting* para baixas correntes está relacionada diretamente com o capacitor sintonizador de frequência de ressonância  $C_{FR}$ .

#### 4.2.2.1 Descrição do *hardware* e funcionamento do MSint

O circuito do MSint basicamente é responsável pelas seguintes funções: chaveamento de capacitores de peso binário, condicionamento para ajustar o sinal na saída do secundário do TC para uma entrada do conversor A/D de um microcontrolador e, por fim, indicação da capacitância total com a utilização de led(s). O esquemático do MSint é apresentado na Figura 4.2.

O  $\mu C$  utilizado para gerenciar as funcionalidades do MSint foi um MSP430FR5959 da TI [33]. Uma característica interessante que difere essa família de  $\mu C$  das demais é que sua memória RAM não volátil (FRAM—*Ferroelectric* RAM) que apresenta ultra baixo consumo, e também é unificada, ou seja, programa e dados são armazenados em um único segmento de memória.

Após a realização dos ensaios de varredura em frequência dos TCs, (Figura 4.1), notou-se que havia uma grande dispersão na amplitude e na frequência de ressonância dos

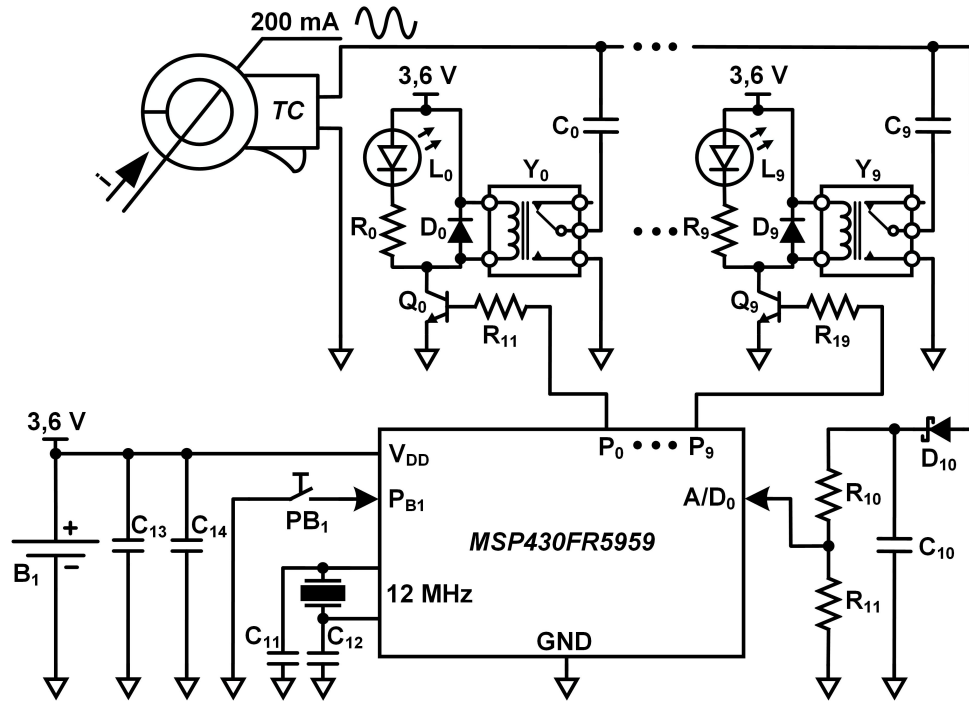


Figura 4.2: Esquemático geral do MSint.

TCs analisados. A partir desta avaliação, foi necessário realizar a medida da indutância do secundário dos TCs e classificá-las em ordem decrescente como pode ser observado na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Indutâncias levantadas em laboratório e ordenadas de forma decrescente.

TC	4	11	20	18	8	10	9	5	14	19	17	7	13	12	6	0	3	15	2	1	16
L[H]	8,9	8,1	7,8	6,5	6,20	6,1	5,9	5,3	5,3	5,2	5,1	4,8	4,7	4,6	4,5	4,4	3,9	3,7	3,5	3,3	3,2

Para definir tanto o valor do capacitor inicial  $C_0$ , da Figura 4.2, bem como o número de bits necessários para cobrir a faixa de interesse, foram determinados os valores dos capacitores das extremidades da tabela os quais proporcionavam uma tensão superior a  $5,0 V_{PP}$  na saída do secundário. Ou seja, para os TC4 e TC16 foram obtidos capacitores de  $570 nF$  e  $2200 nF$  respectivamente.

Ao analisar os valores dos capacitores de frequência de ressonância referentes aos TCs das extremidades da Tabela 4.1 foi definido que o capacitor  $C_0$  fosse de apenas  $3 nF$  e que seriam necessários 10 bits para cobrir a faixa de interesse. Portanto, como os capacitores são de peso binário,  $C_9$  foi especificado em  $3300 nF$ .

Após a definição dos valores dos capacitores  $C_0$  a  $C_9$ , foi necessário estabelecer um mecanismo de chaveamento para colocá-los em paralelo, com o sinal de saída do TC. Porém, ao acrescentar um novo componente eletrônico em paralelo o sinal irá degradar, por menor que seja essa impedância. Para solucionar este inconveniente, foram utilizados relés,  $Y_0$  a  $Y_9$ , de estado sólido para realizar o chaveamento dos capacitores [34].

Como é prática comum, foram acrescentados os diodos,  $D_0$  a  $D_9$ , invertidos e em paralelo ao relé. Pois, ao desligar as cargas indutivas, uma corrente inversa circula, que acaba por danificar os transistores ao longo do tempo.

Os pinos de I/O,  $P_0$  a  $P_9$  do  $\mu C$  não possuem capacidade de corrente para acionamento de cargas de maior potência. Optou-se pelo uso de *drivers* de corrente implementados com transistores bipolares, NPN MMBT2222A  $Q_0$  a  $Q_9$ , para o acionamento dos relés.

Com a capacidade de corrente garantida pelo transistor, os Leds,  $L_0$  a  $L_9$ , foram adicionados em paralelo aos diodos para indicar qual capacitor foi selecionado para anular ou diminuir a reatância indutiva do TC.

O sinal, proveniente do TC, está quase pronto para ser disponibilizado na entrada do conversor A/D<sub>0</sub> do  $\mu C$ . Porém, ainda falta um estágio de condicionamento, ou seja, transformar o sinal AC em DC. Nesta etapa, optou-se por utilizar apenas um retificador de meia onda. O diodo *Schottky*  $D_{10}$  [25], permite a passagem do sinal quando estiver diretamente polarizado, somente no semiciclo positivo. Como a corrente requerida para carregar o capacitor  $C_{10}$  é extremamente baixa, aproximadamente 6,0  $\mu A$ , a queda de tensão no diodo  $D_{10}$  pode ser desprezada para o cálculo do valor do capacitor.

Na varredura em frequência, Figura 4.1, foram obtidas tensões superiores a 25 V no secundário do TC. Com base nesses valores foi definido que a tensão máxima na entrada do divisor resistivo seria 30 V. A tensão de referência do conversor foi programada em 2,50 V de fundo de escala. Após essas determinações, calculou-se a relação de transformação de 1:13,05 fixando os valores dos resistores  $R_{10}$  e  $R_{11}$ , respectivamente, em 4700 k $\Omega$  e 390 k $\Omega$ .

#### 4.2.2.2 *Firmware* do MSint

Para desenvolvimento do *firmware* de todos os módulos, utilizou-se o *software* CCS (*Code Composer Studio*) que possui um IDE (*Integrated Development Environment*) incorporado e suporta todos os  $\mu C$  da TI. Ele é formado por um conjunto de ferramentas que são utilizadas tanto para o desenvolvimento como para depuração do código.

O *firmware* do MSint foi desenvolvido de forma modular, utilizando funções e sub-rotinas, com o objetivo de facilitar tanto a depuração do código como atualizações futuras.

O *firmware* do MSint pode ser dividido, basicamente, em duas partes: inicialização dos periféricos e *Loop* infinito. A etapa de Inicialização é composta por um conjunto de procedimentos que são executados sempre que o MSint é ligado. Já o *Loop* infinito é composto por três tipos distintos de buscas pelos capacitores sintonizador de frequência de ressonância. Os procedimentos de busca são executados sempre que o usuário pressionar o botão  $P_{B1}$ . Na Figura 4.3 apresenta-se o fluxograma simplificado do *firmware* do MSint.

Ao ligar o MSint, o  $\mu C$  configura todos os periféricos utilizados: sistema de *clock*,

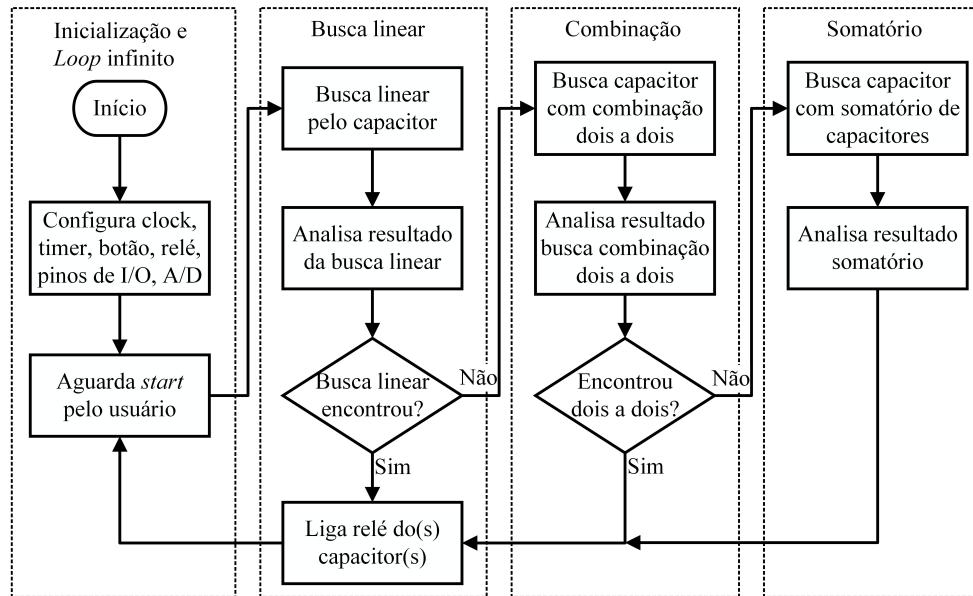


Figura 4.3: Fluxograma simplificado do *firmware* do MSint.

pinos de I/O, *timer* e conversor A/D. Também é definido um vetor unidimensional para armazenar temporariamente os valores de tensão lidos pelo A/D e algumas variáveis de controle que são fundamentais para determinar quais os capacitores devem ser utilizados. Em seguida, o  $\mu C$  irá aguardar o usuário pressionar o botão ( $P_{B1}$ ) de *Start*.

A lógica de implementação do *firmware* do MSint sempre irá minimizar o número de capacitores a serem utilizados. O primeiro tipo de procura implementada foi denominada de *Busca Linear*. Neste caso, os dez capacitores são verificados individualmente. Ao finalizar a busca, os valores de tensão são analisados e é determinado se foi encontrado um único capacitor que implicou a frequência de ressonância em 60 Hz com uma amplitude mínima de  $5,0 V_{PP}$  no secundário do TC. Caso isto ocorra, o relé do capacitor é ligado e a busca finalizada.

Caso a *Busca Linear* não encontre o capacitor, é iniciada uma nova busca que foi denominada de *Combinação*. O objetivo é realizar a somatória dos capacitores dois a dois. Porém, como são dez bits, é necessário um tempo considerável para finalizar a procura. Para reduzir esse número de combinações, os três maiores valores já encontrados foram ordenados em um pódio de classificação virtual, previamente formado na *Busca Linear*. Portanto, a busca por *Combinação* inicia-se no sentido do primeiro para o segundo lugar do pódio. Caso a busca não encontre realiza-se no sentido oposto, ou seja, do primeiro para o terceiro.

Se as duas primeiras buscas não foram bem sucedidas, então é executado o *Somatório*. Como o próprio nome sugere, é realizada a soma de vários capacitores. Como descrito nos métodos anteriores, ao final da busca, os relés são ligados para indicar quais capacitores devem ser selecionados. Caso não sejam encontrados capacitores que atendam ao requisito de amplitude mínima, são acionados os capacitores que proporcionam maior

valor de tensão na saída do secundário do TC.

#### 4.2.2.3 Exemplo de utilização do MSint

Após a desenvolvimento do MSint (*hardware* e *firmware*), foram realizados dois experimentos em laboratório para verificar sua funcionalidade.

Os procedimentos realizados para obtenção dos sinais das Figuras 4.4 e 4.5 foram idênticos. Após selecionar o TC a ser caracterizado, o mesmo foi conectado na entrada do MSint. Aplicou-se uma corrente de excitação 200 mA no primário. E com o auxílio de um osciloscópio os dados foram coletados utilizando a interface comunicação USB, para posterior análise. Em seguida, o MSint é acionado para procurar um capacitor dentre as várias possibilidades. Como descrito anteriormente, para minimizar custos sempre é realizada uma busca por um único capacitor que seja capaz de proporcionar uma amplitude superior a  $2,50 V_P$ .

No primeiro ensaio, foi selecionado o TC10 para realizar a comparação entre as amplitudes dos sinais de tensão no secundário. Na Figura 4.4 apresentam-se as curvas com e sem o capacitor sintonizador de frequência de ressonância.

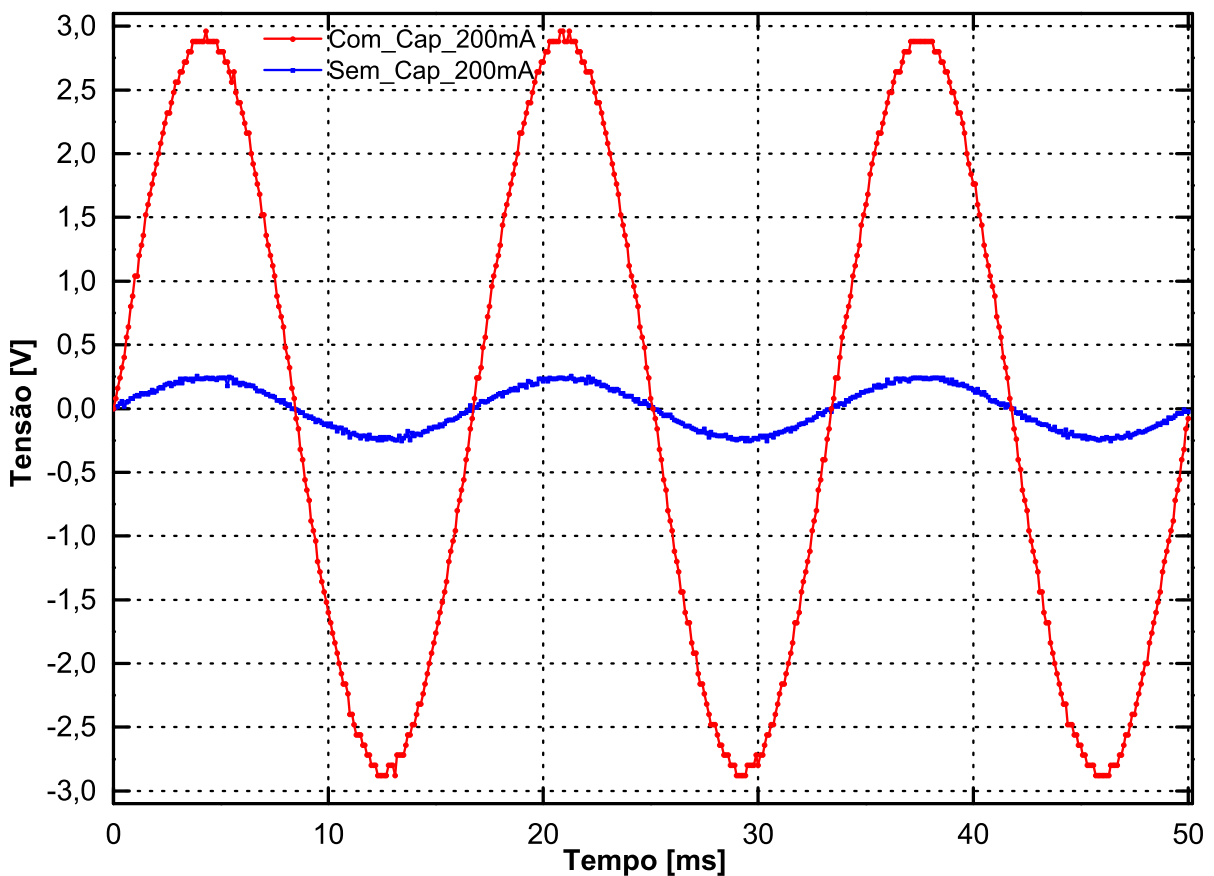


Figura 4.4: Comparação entre os sinais do TC10 com e sem capacitor sintonizador de frequência de ressonância.

Como pode ser observado, a amplitude máxima do sinal no secundário do TC10,



sem o capacitor sintonizador de frequência de ressonância foi apenas  $250\text{ mV}$ . Ao utilizar o MSint, o mesmo indicou um único capacitor de  $1\text{ }\mu\text{F}$  e com amplitude máxima de  $\approx 2,80\text{ V}_P$  no secundário do TC10. Portanto, um único capacitor de  $1\text{ }\mu\text{F}$ , em paralelo no secundário do TC10, foi capaz de aumentar o sinal de tensão em dez vezes.

Fazendo uma correlação, para se alcançar essa mesma amplitude de sinal no secundário, sem o capacitor de frequência de ressonância, seria necessária uma corrente  $2,2\text{ A}$  no primário do TC10.

Foi realizado um segundo ensaio em laboratório para avaliar a aplicabilidade do MSint em outros sistemas que utilizam TC e realizam *energy harvesting* eletromagnético. Desta vez, foi realizado um ensaio com o TC–CR3110 [35], que foi utilizado em um trabalho para realizar a desagregação de cargas em grandes edifícios [21]. Este TC–CR3110 possui características bem distintas em reação ao TC utilizado no presente trabalho.

A metodologia utilizada para obter as curvas do segundo ensaio foi idêntica a descrita anteriormente. Na Figura 4.5 mostra a comparação entre as curvas obtidas tanto com a utilização de capacitor sintonizador de frequência de ressonância como sem o mesmo. Foi realizado também um novo ensaio para uma corrente de excitação  $60\text{ mA}$  no primário do TC–CR3110.

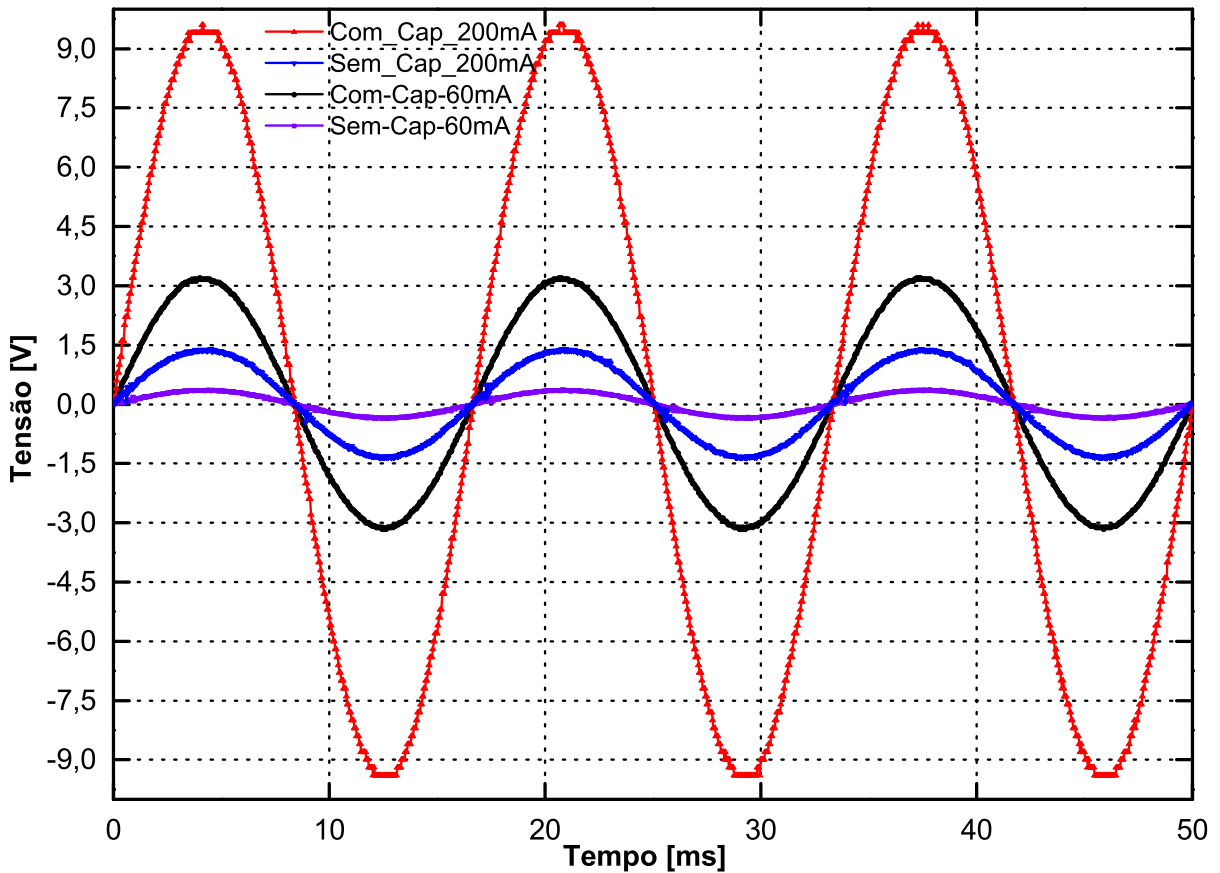


Figura 4.5: Comparação entre os sinais do TC–CR3110 com e sem capacitor sintonizador de frequência de ressonância para correntes de  $60\text{ mA}$  e  $200\text{ mA}$ .

A primeira curva analisada foi com corrente de 200  $mA$  no primário e sem o capacitor. Como pode ser observado, a amplitude máxima foi de 1,4  $V_P$ . No ensaio anterior, o máximo valor era de apenas 0,25  $V_P$ , este possui amplitude quase seis vezes maior. Ao utilizar o MSint, foi indicado um capacitor 220  $nF$  para sintonizar a frequência de ressonância e a amplitude máxima saltou para 9,5  $V_P$ , ou seja, quase sete vezes maior do que quando não utilizado.

Para efeitos práticos, após a retificação, a tensão máxima empregada será de apenas 5,0  $V_{PP}$ . Para qualquer valor acima desse limite deve-se utilizar um circuito limitador de tensão. Se com apenas 200  $mA$  foi possível alcançar a amplitude de 9,50  $V_P$ . Então é possível aumentar a eficiência do *harvesting* para correntes inferiores 200  $mA$  no primário, quando utilizado o TC–CR3110.

Após esta análise, foi aplicada uma corrente de 60  $mA$  no primário do TC–CR3110. Como pode ser observado na Figura 4.5, a amplitude máxima foi 3,10  $V_{PP}$ . Ou seja: mesmo aplicando uma corrente três vezes menor no TC–CR3110, foi possível atingir uma tensão superior a 2,5  $V_{PP}$  com a utilização de um único capacitor para sintonizar a frequência de ressonância em 60 Hz.

## 4.3 *Sistemas Data Logger*

Sistemas *data loggers* são uma forma de medição e armazenamento de grandezas físicas ou elétricas em um intervalo de tempo. Geralmente, dispensam a intervenção de operadores durante a coleta de dados. Esses sistemas são utilizados em uma grande variedade de aplicações, para fins de monitoramento: condições mecânicas e elétricas de veículos, ambientais, integridade estrutural e condições de máquinas. Algumas medições comuns são: umidade, temperatura, deformação, tensão, corrente, pressão, força e aceleração.

Os dados podem ser obtidos por sensores ou até mesmo equipamentos externos dos quais se deseja obter um histórico. Os *data loggers* podem ser do tipo portáteis. Estes, possuem uma fonte de alimentação dedicada, sistema de gerenciamento de aplicação, memória para armazenamento dos dados, algum tipo de interface de comunicação e sensores para monitorar as grandezas de interesse. Esses sistemas são largamente utilizados para monitoramento de condições clínicas de pacientes. Por exemplo: eletrocardiograma, pressão arterial e pressão intracraniana [36]. Outra aplicação que demanda o uso de *data loggers* é o monitoramento ambiental, como no caso de um sistema *data logger* de baixo consumo e com cartão de memória para monitoramento de atividades sísmicas no fundo do oceano [37].

Os *data loggers* também podem ser classificados como não portáteis, ou seja, permanecem em locais pré-estabelecidos. Normalmente, são desenvolvidos para aplicações generalistas e utilizados amplamente na indústria. Para fins de pesquisa, são encontrados

em diversos segmentos da engenharia como no caso de [38], que desenvolveu um novo sensor a fibra óptica para avaliar o processo de hidratação de pasta de cimento, no qual, utilizou-se de um *data logger* comercial para verificar a resposta do sensor.

### 4.3.1 Módulo para medida de corrente RMS – MLog<sub>rms</sub>

Um dos objetivos deste trabalho é desenvolver um sistema para medida de ampere-hora que seja autossuficiente energeticamente. Porém, não era sabido qual o valor mínimo RMS da corrente ao longo do tempo e tão pouco se a mesma era suficiente para torná-lo autônomo apenas com o consumo em modo *stand by* dos equipamentos. Para se determinar a magnitude da corrente elétrica desenvolveu-se MLog<sub>rms</sub>.

O MLog<sub>rms</sub> é um *data logger* portátil de medição da corrente RMS (*Root Mean Square*) em instalações elétricas residenciais bifásicas.

#### 4.3.1.1 Descrição do *hardware* e funcionamento do MLog<sub>rms</sub>

O circuito do MLog<sub>rms</sub> é responsável pelas seguintes funções: leitura de duas entradas independentes do conversor A/D  $\Sigma\Delta$ , cálculo da corrente RMS e armazenamento dos dados. O *hardware* do MLog<sub>rms</sub> é composto por:  $\mu C$ , chave analógica, cartão SD (*Secure Digital*), led, bateria e componentes passivos. O esquemático do MLog<sub>rms</sub> é apresentado na Figura 4.6.

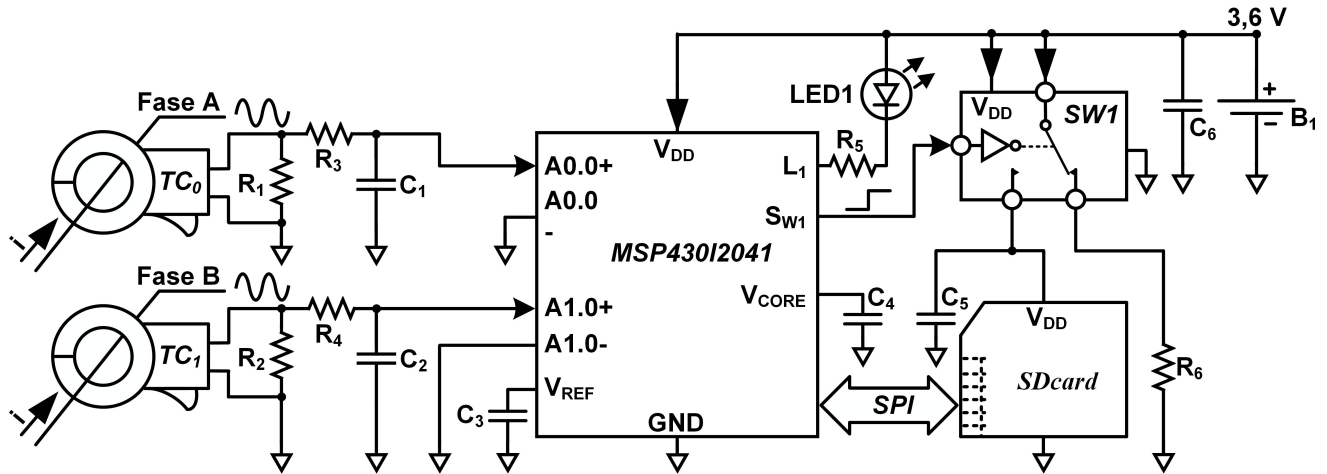


Figura 4.6: Esquemático geral do MLog<sub>rms</sub>.

O  $\mu C$  utilizado para gerenciar as funcionalidades do MLog<sub>rms</sub> foi um MSP430I2041 [39] da TI, que possui uma MCU com arquitetura RISC de 16-bits capaz de operar com frequência máxima de até 16 MHz. Este  $\mu C$  possui um módulo ADC  $\Sigma\Delta$  com quatro conversores independentes de 24 bits, 32 KB de memória *flash*, 2 KB de memória SRAM, dois módulos de interfaces de comunicação programáveis, multiplicador em *hardware* de

16–bits, *timer* de 16–bits e 16 pinos de I/O. Também possui referência de tensão interna de 1,2 V com variação típica do coeficiente de temperatura de apenas 10 ppm/°C.

O sistema de *clock* do MSP430I2041 é fixo em 16 MHz, podendo ser utilizado tanto o DCO (*Digitally Controlled Oscillator*) que é interno ou outra fonte externa. A variação máxima da frequência do DCO é  $\pm 20$  ppm/°C. O conversor  $\Sigma\Delta$  de 24 bits também opera com frequência fixa de apenas 1 MHz.

Os TCs utilizados no desenvolvimento foram especificados para trabalhar com uma corrente máxima de 120 A no primário ( $I_p$ ), e possuem 2.500 espiras no secundário ( $N$ ). Seguindo a especificação do fabricante do TC, foi utilizado um resistor *burden*,  $R_1$  e  $R_2$ , de 10  $\Omega$ . Portanto, de acordo com a Equação 4.4, a amplitude máxima de tensão nos secundários dos TCs será de  $\approx \pm 678$  mV<sub>p</sub> e fica dentro da faixa permitida para entrada do conversor que pode chegar a  $\pm 928$  mV<sub>p</sub>.

$$I_s = \frac{1}{N} \cdot I_p \quad (4.4)$$

O projeto do MLog<sub>rms</sub> foi desenvolvido para atender aplicações residências com instalações elétricas bifásicas. Na implementação do MLog<sub>rms</sub>, foram empregados dois TCs que são responsáveis pelo fornecimento dos sinais de tensão aos conversores A/D  $\Sigma\Delta$ . Estes realizam leituras uma vez a cada segundo, de acordo com base de tempo programada via *timer* interno ao  $\mu C$ .

Para armazenar os valores de corrente RMS mensurados, utilizou-se um cartão SD com capacidade para armazenar até 10 GB de dados. Porém, seu consumo de corrente médio pode chegar a 100 mA dependendo da classe, fabricante ou velocidade de acesso. Como não é possível permanecer com o cartão SD ligado todo tempo, utilizou-se uma chave analógica para controlar o tempo no qual cartão SD ficará alimentado. A chave empregada foi uma ADG819 (*SW1*) da Analog Devices, que tipicamente apresenta uma resistência de 0,5  $\Omega$  e consumo de corrente quiescente de 1 nA [40].

#### 4.3.1.2 Firmware do MLog<sub>rms</sub>

Basicamente, o *firmware* do MLog<sub>rms</sub> pode ser dividido em duas partes lógicas: Configuração dos periféricos e *Loop* infinito. A etapa de Configuração é composta por um grupo de sub-rotinas, que são executadas sempre que o MLog<sub>rms</sub> é ligado, para realizar a configuração básica do *hardware*. Já o *Loop* infinito pode ser subdividido em três grandes tarefas: cálculo da corrente RMS, armazenamento temporário dos dados na memória *flash* do  $\mu C$  e gravação dos dados no cartão SD. Na Figura 4.7 apresenta-se o fluxograma simplificado do *firmware* do MLog<sub>rms</sub>.

Ao ligar o MLog<sub>rms</sub>, o  $\mu C$  irá configurar todos os periféricos utilizados. O primeiro a ser configurado é o sistema de *clock*. O DCO é fonte de *clock* para MCLK (*Master Clock*), sempre utilizado pelo núcleo do sistema. E também para SMCLK (*Sub–System Master*

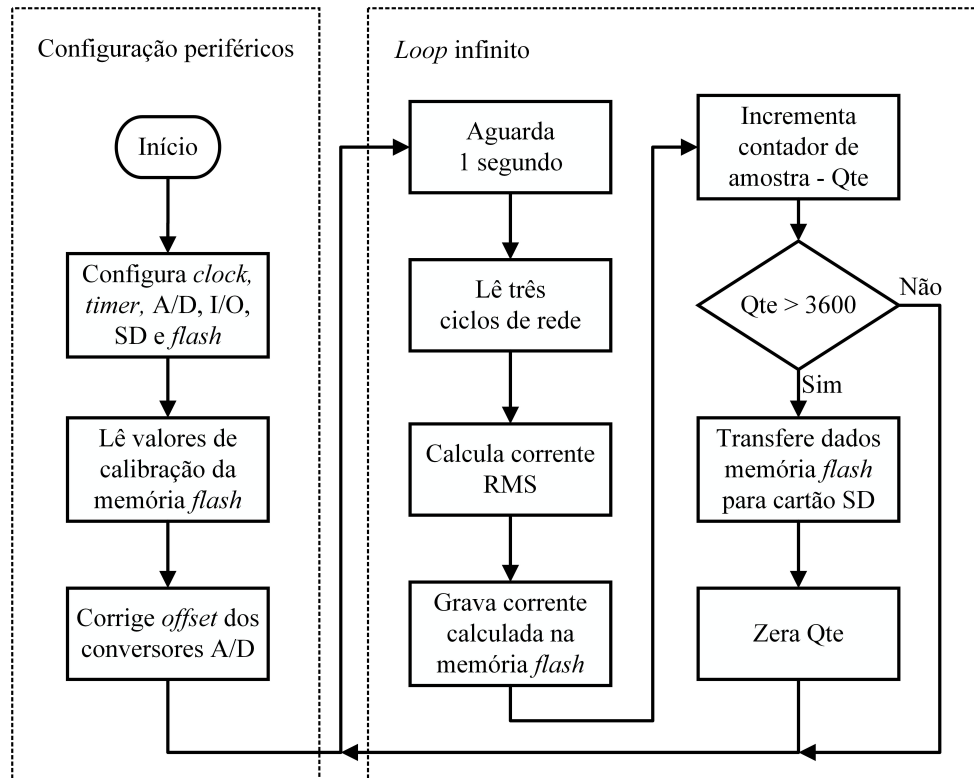


Figura 4.7: Fluxograma simplificado do *firmware* do MLog<sub>rms</sub>.

*Clock*), que é utilizado pelos demais periféricos, como: *timer* e memória *flash*.

Já os pinos de I/O, são empregados para controlar os acionamentos da chave e também do led de indicação do instante de gravação dos dados no cartão SD. O *timer* foi configurado para gerar uma interrupção a cada segundo para realizar o cálculo da corrente RMS.

Para a utilização do cartão SD, foi necessário desenvolver um grande conjunto de sub-rotinas e funções que não serão descritas, pois não é o escopo deste documento.

Como são gerados novos dados a cada segundo, foi selecionado um  $\mu C$  que possui uma quantidade de memória *flash* suficiente para além da programação básica necessária. Esse excedente foi utilizado para armazenar, temporariamente, os valores de corrente RMS. Esta técnica possibilitou minimizar o número de acessos ao cartão SD, consequentemente, reduzindo o consumo médio do MLog<sub>rms</sub>.

Os conversores A/D  $\Sigma\Delta$  foram configurados para trabalhar em uma frequência de 8 kHz. De acordo com o teorema de Nyquist, para que não haja perda de informação, a taxa de amostragem deve ser pelo menos o dobro da frequência do sinal a ser amostrado.

Após a configuração dos conversores, foi implementada uma sub-rotina para zerar o *offset* dos mesmos. Na ausência de corrente nos primários dos TCs, são realizadas 200 leituras e, no final, calcula-se qual é o valor do *offset* para cada conversor. Este valor sempre deve ser descontado no instante de leitura dos pontos para a realização do cálculo da corrente RMS.

Cada conjunto TC e resistor *burden* entrega um sinal com amplitude distinta ao MLog<sub>rms</sub>. Portanto, para se obter valores corretos, é necessário realizar a calibração de cada módulo. Se um dos componentes for substituído, então, deve ser realizado uma nova calibração para obter esses valores.

O procedimento de calibração é relativamente simples. Primeiro, é necessário aplicar uma corrente conhecida no primário do TC e, em seguida, obtém-se a resposta do MLog<sub>rms</sub> para fazer uma correlação entre a referência de corrente aplicada e o valor mensurado. Analisando o valor conhecido e cruzando com a resposta obtida tem-se uma constante  $k$  que deverá ser multiplicada no instante da realização do cálculo da corrente RMS. Após realizar a calibração, os valores são armazenados em memória *flash* para possibilitar o uso mesmo após o sistema ser desligado.

Ao finalizar a configuração dos periféricos, o  $\mu C$  entrar em um *Loop* infinito e permanecerá neste até que seja desligado ou reiniciado. A primeira tarefa a ser executada é aguardar o tempo entre duas amostras, o início da amostragem é indicada pelo *timer*, para que  $\mu C$  possa executar a tarefa subsequente. Em seguida, serão iniciadas as conversões A/D como o objetivo de procurar o primeiro cruzamento de zero. Após encontrá-lo, iniciará a somatória das conversões e também o armazenamento da quantidade de amostras realizadas durante três ciclos da rede. Para finalizar o cálculo da corrente RMS ( $I_{rms}$ ), basta dividir o valor acumulado na somatória pelo número de amostras, e calcular a raiz quadrada, tal como na Equação 4.5:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N i_k^2}, \quad (4.5)$$

onde  $N$  é o número de amostras.

Encerrado o processo do cálculo, o próximo estágio é armazenar, temporariamente, na memória *flash* as correntes RMS. A cada nova iteração de cálculo é verificado se o contador, *Qte*, já atingiu seu valor máximo. Esse contador *Qte* indica o momento de transferir os dados para o cartão SD.

#### 4.3.1.3 Experimentos em campo utilizando o MLog<sub>rms</sub>

O MLog<sub>rms</sub> foi utilizado em várias medições em campo para avaliar a corrente RMS de residências. Dentre os ensaios realizados, apenas três foram selecionados, pois já foi possível identificar a viabilidade do sistema de *energy harvesting* acerca de sua autonomia de energia. Na Figura 4.8 apresenta-se o comportamento típico da corrente RMS durante 24 horas para uma residência com alimentação bifásica.

O primeiro ponto a ser observado são os consumos em modo *stand by*. Para ambas as fases, A e B, a menor corrente RMS mensurada foi 200 *mA*, o que já é suficiente para iniciar o carregamento do capacitor pelo sistema de *harvesting*. Para os demais padrões

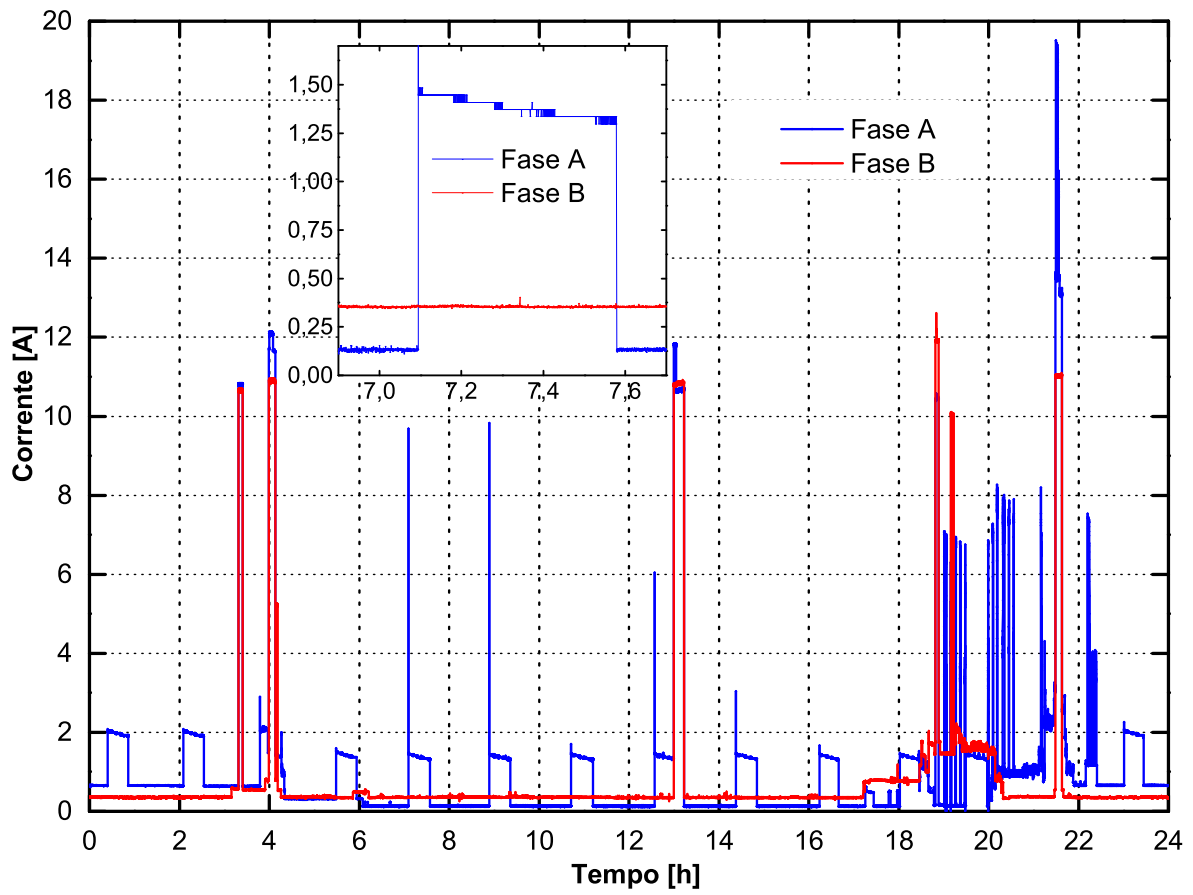


Figura 4.8: Monitoramento da corrente RMS de uma residência com alimentação bifásica durante 24 horas.

de consumo (geladeira, chuveiro e microondas), todos são capazes de suprir a energia requisitada pelo MHarvesting.

A geladeira, que se encontra na fase A, apresenta um padrão de consumo bastante interessante. Mesmo utilizando apenas três ciclos da rede para calcular a corrente RMS, é possível realizar a desagregação da mesma em relação as demais cargas. Outro ponto que também pode ser observado é a corrente de partida, típica de cargas indutivas, que pode chegar a cinco vezes a corrente nominal. Esse padrão de consumo da geladeira e seu acionamento também foram detectados por [41]. Este, desenvolveu um sistema NILM (*Non-Intrusive Load Monitoring*) utilizando *Raspberry-PI*, *software* e alguns sensores para realizar a desagregação de cargas elétricas. Foi verificada uma grande possibilidade para a geração de *big data* aplicado no monitoramento diagnóstico de equipamentos.

Já no segundo experimento, o  $MLog_{rms}$ , foi aplicado em uma residência de classe média alta e com alimentação trifásica. Foi necessário empregar dois módulos, pois o  $MLog_{rms}$  foi desenvolvido para ser utilizado apenas residência com alimentação bifásica. Na Figura 4.9 é apresentado o comportamento da corrente RMS durante 7 horas.

Tal como no experimento anterior, a geladeira também apresenta um padrão de consumo muito característico longo do tempo, em relação à simetria. Como essa geladeira

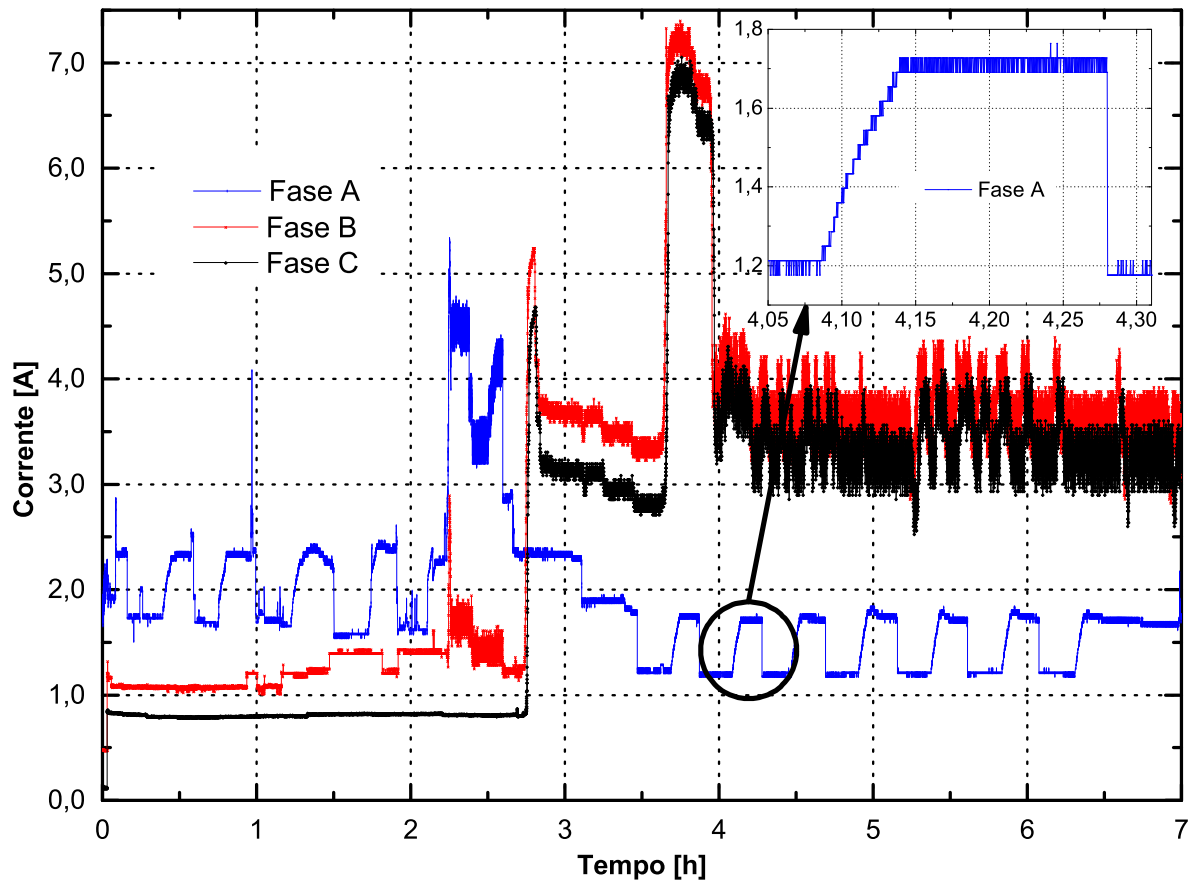


Figura 4.9: Monitoramento da corrente RMS de uma residência com alimentação trifásica durante 7 horas.

era é dotada de tecnologia inverter, não apresentou corrente de pico, a partida é realizada de forma gradual até atingir a potência máxima do aparelho.

Como esperado, o consumo da residência trifásica em modo *stand by* é bem superior, se comparado ao experimento anterior, pois o número de equipamentos que permanecem conectados às tomadas é muito maior. Portanto, o MHarvesting já é autônomo energeticamente com a menor corrente em modo *stand by*, ou seja, realiza medidas indefinidamente sem a necessidade de uso da bateria de *backup*.

Na Figura 4.10 é apresentado o resultado obtido para o último experimento realizado em campo, no qual o  $MLog_{rms}$  foi utilizado para medir, exclusivamente, a corrente RMS de um refrigerador durante o período de 12 horas.

A corrente RMS do refrigerador, quando ligado, permanece praticamente constante ao longo do tempo, e os intervalos de tempo, quando desligado, são superiores aos ligados. Esse padrão de comportamento pode ser observado diretamente na carga do capacitor  $C_{out}$  do MHarvesting, na descrição do MLScap.

O refrigerador, quando ligado, permanece com corrente RMS praticamente constante ao longo do tempo. Já os períodos de tempo em que o refrigerador permanece desligado são superiores aos ligados. Esse padrão de comportamento pode ser observado



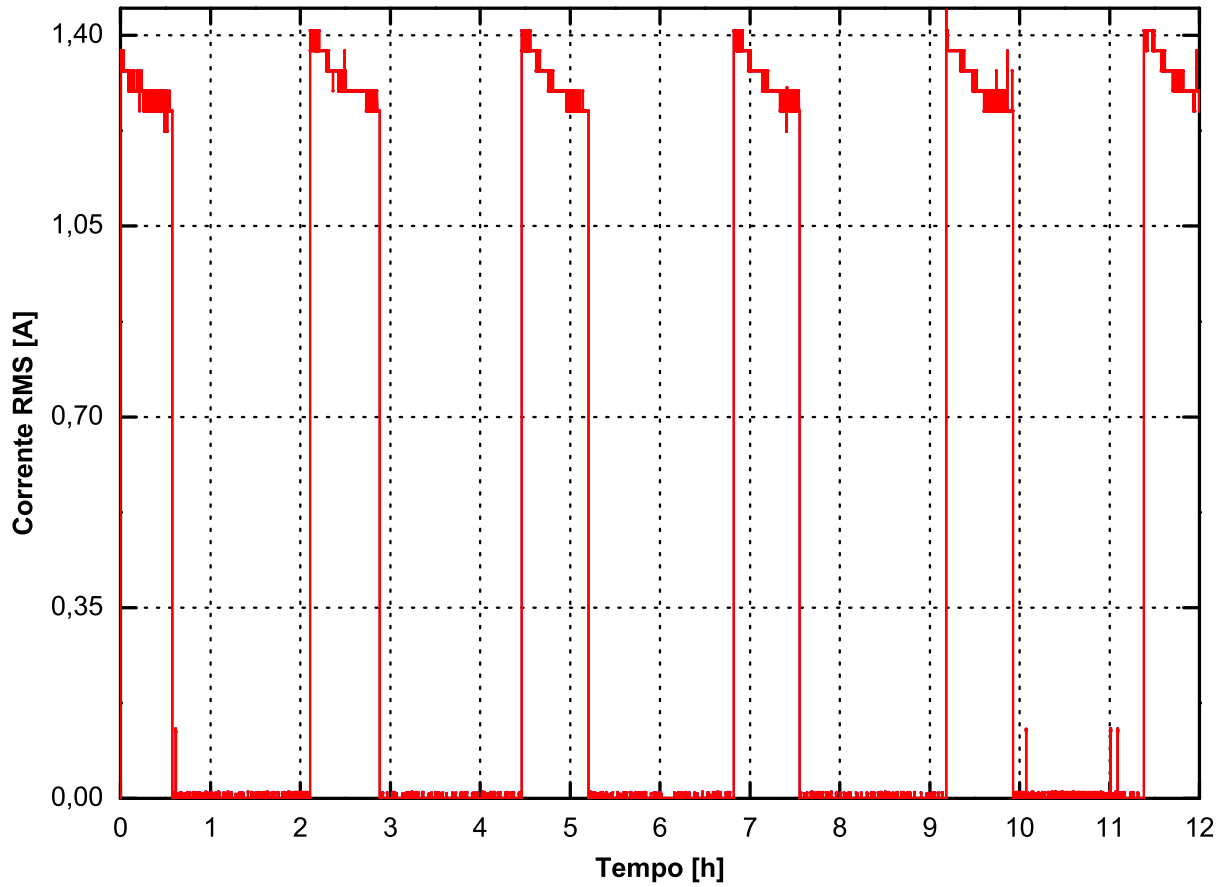


Figura 4.10: Monitoramento da corrente RMS do refrigerador durante 12 horas.

diretamente na carga do capacitor  $C_{out}$  ( $V_{out}$ ), apresentado na Figura 4.13.

### 4.3.2 Módulo de medição da tensão de Supercapacitor – MLScap

Para avaliar o desempenho do sistema não-intrusivo para medida de ampere-hora, foram realizados uma série de experimentos em laboratório e também em campo. Porém, não era conhecido o comportamento de carga/descarga do capacitor e do supercapacitor ao longo do tempo, em função do consumo da residência. Para avaliar se o núcleo de *energy harvesting* era capaz de suprir o módulo energeticamente foi desenvolvido o MLScap.

O MLScap é um *data logger* portátil para medida de tensão CC (Corrente Contínua) na faixa de 0 a 5,5 V.

#### 4.3.2.1 Descrição do *hardware* e funcionamento do MLScap

O MLScap pode ser empregado para avaliar o comportamento de outros sistemas com características semelhantes. O circuito do MLScap, basicamente, é responsável pelas seguintes funções: leitura de duas entradas do conversor A/D, chaveamento de sinais/alimentação e armazenamento dos dados. O *hardware* do MLScap é composto por:

$\mu C$ , chave analógica, amplificador operacional, cartão SD, baterias, led e componentes passivos. O diagrama da Figura 4.11 apresenta todos os componentes utilizados na implementação do MLScap.

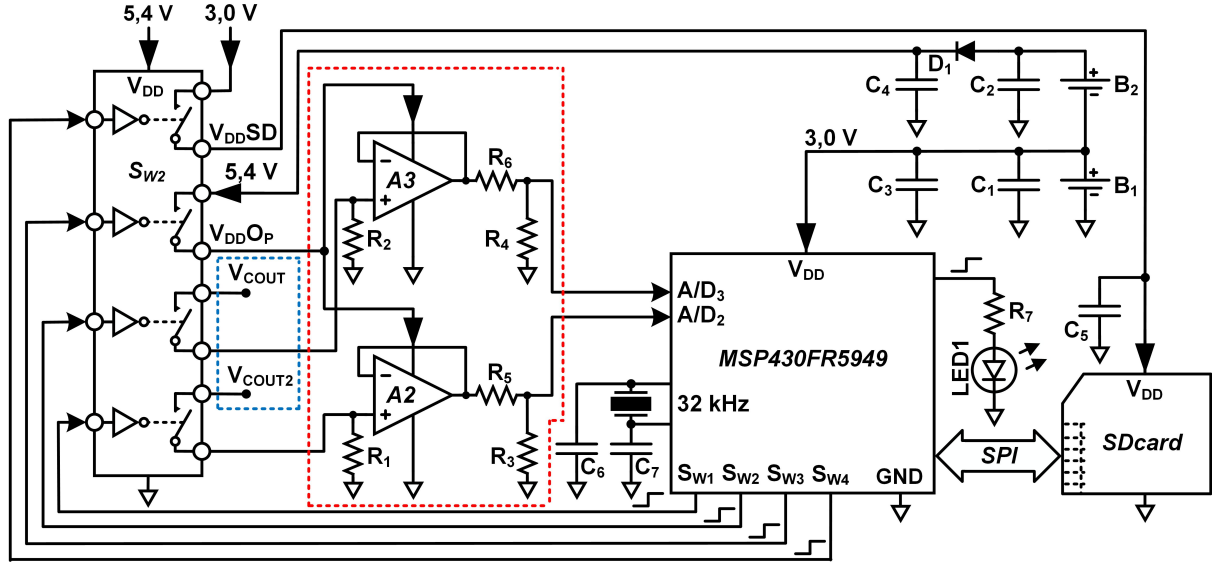


Figura 4.11: Diagrama geral do MLScap.

O  $\mu C$  utilizado para controlar as funcionalidades do MLScap foi um MSP430FR5949 [42] da TI. Este  $\mu C$  possui uma MCU com arquitetura RISC de 16-bits e um sistema de *clock* completo, podendo operar com cristal de tempo externo de 32.768 kHz, DCO interno com frequência máxima de 16 MHz ou ainda o VLO, também interno, com frequência de 12 kHz. Este  $\mu C$  possui um módulo ADC programável em 14 canais com entradas simples ou 7 canais diferenciais de 12-bits, 64 KB de memória FRAM, 2 KB de memória SRAM, três módulos de interfaces de comunicação programáveis, multiplicador em *hardware* de 32-bits, *timer* de 16-bits e 33 pinos de I/O. Também possui módulo de referência de tensão interna programável em 1,2, 2,0 e 2,5 V com variação típica do coeficiente de temperatura em apenas 18 ppm/K.

A alimentação desse circuito é provida por duas baterias:  $B_1$  e  $B_2$ . Sendo  $B_1$  de maior capacidade de corrente (1,2 Ah), deverá alimentar o  $\mu C$  que permanecerá o tempo todo ligado, assim como o cartão SD, que pode requisitar até 100 mA. Para alimentar a chave analógica e o amplificador, foi utilizada uma segunda bateria,  $B_2$ , que posicionada em série com  $B_1$  proveem juntas uma tensão de 6,0 V. Entretanto, essa tensão é muito elevada para alimentar ambos os componentes. Então, foi adicionado um diodo,  $D_1$ , para reduzir essa tensão em 0,6 V, assim chegando em 5,4 V o que é adequado para alimentá-los.

Para realizar o chaveamento dos sinais utilizou-se uma chave analógica ADG711 ( $S_{W2}$ ) da Analog Devices, que tipicamente apresenta uma resistência de 2,5  $\Omega$  e consumo 1 nA [43]. A chave  $S_{W2}$  possibilita controlar o tempo no qual o amplificador operacional e cartão SD permanecem ligados através dos sinais  $V_{DDSD}$  e  $V_{DDOP}$ , respectivamente.

Isso é necessário, pois, tanto o consumo do SD como do amplificador são muito elevados para permanecerem alimentados continuamente. A chave  $S_{W2}$  também é utilizada para disponibilizar as tensões  $V_{COUT}$  (capacitor) e  $V_{COUT2}$  (supercapacitor) nas entradas do conversor A/D.

Antes de disponibilizar as tensões  $V_{COUT}$  e  $V_{COUT2}$  nas entradas do conversor A/D do  $\mu C$  foi necessário adequá-las. No primeiro estágio, estas passam por um *buffer* de tensão, implementado com um amplificador operacional TLV2454 [44], para isolar e não interferir nas tensões dos capacitores. Já em um segundo estágio, passam por um divisor de tensão na proporção de 1:2,77 para adequar a saída dos amplificadores de 5,2 V para 2,0 V.

De modo similar ao utilizado no MLog<sub>rms</sub>, também foi implementado uma comunicação via protocolo SPI para a transferência dos dados do  $\mu C$  para o cartão SD com capacidade máxima de 10 GB. Para indicação de gravação dos dados foi utilizado um led, LED1.

#### 4.3.2.2 *Firmware* do MLScap

O *firmware* do MLScap pode ser dividido em duas partes lógicas: *inicialização dos periféricos* e *loop infinito*. A etapa de inicialização é composta por um conjunto de sub-rotinas, que são executadas sempre que o MLScap é iniciado, para realizar a configuração básica do *hardware*. Já o *Loop* infinito é um caso particular, se comparado com os apresentados anteriormente, e será detalhado na sequência. Na etapa de conversão A/D, também utilizou-se da técnica de armazenamento temporário dos dados na memória do  $\mu C$  e, para finalizar, os dados são gravados no cartão SD. Na Figura 4.12 apresenta-se o fluxograma simplificado do *firmware* do MLScap.

A lógica de funcionamento implementada para o MLScap é um pouco diferente das abordagens apresentadas anteriormente. O MLScap funciona em uma espécie de *reset* programado, que, finalizada a contagem de tempo programada pelo usuário, o RTC (*Real-Time Clock*) sinaliza uma interrupção que reinicializa o  $\mu C$ .

O módulo RTC é um periférico que contém um relógio de tempo real integrado. Este, engloba um calendário interno que compensa meses com menos de 31 dias e inclui a correção de ano bissexto, suporta funções de alarme flexíveis e *hardware* de calibração de deslocamento. Para minimizar o consumo de energia, o RTC opera em modo LPM3.5 de ultra baixo consumo, que tipicamente consome 250 nA, se alimentado com 3,0 V e operando em temperatura a 25 °C. Para atender a essas especificações é necessário que os capacitores  $C_6$  e  $C_7$  (Figura 4.11) sejam de 3,7 pF.

A inicialização dos periféricos do MLScap é dividida em duas partes. Quando o  $\mu C$  é ligado, são configurados: sistema de *clock*, pinos de I/O, memória FRAM e variáveis globais são zerados. Na sequência, tanto os periféricos como as variáveis são iniciadas com os valores apropriados e seus *status* são salvos na memória FRAM para serem utilizados

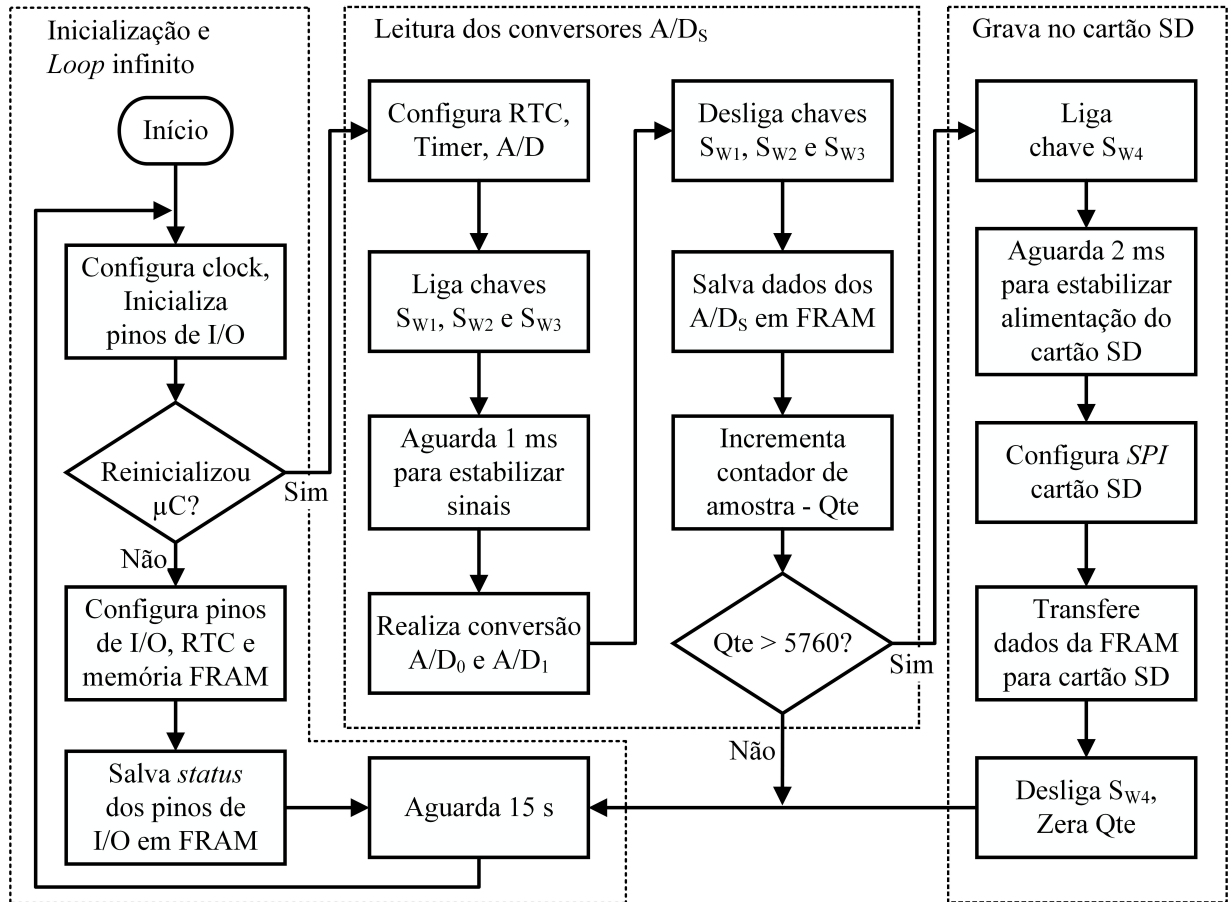


Figura 4.12: Fluxograma simplificado do *firmware* do MLScap.

quando ocorrer o *reset*. Ao final da contagem de 15 s, o  $\mu C$  é reiniciado para configurar o sistema de *clock*, os pinos de I/O e as variáveis globais são inicializadas com os valores salvos na memória FRAM.

Com a base de tempo utilizada, as leituras dos conversores A/Ds ocorrem imediatamente após o  $\mu C$  ser reiniciado. Porém, antes é necessário configurar o *timer* para realizar marcações de tempo, bem como o próprio conversor A/D.

Para iniciar as conversões é necessário disponibilizar os sinais nas entradas do conversor A/D do  $\mu C$ . Primeiramente, os pinos de controle  $S_{W3}$ ,  $S_{W2}$  e  $S_{W1}$  são acionados sequencialmente e, respectivamente, alimentam o amplificador operacional que, por sua vez, disponibiliza os sinais  $V_{COUT}$  e  $V_{COUT2}$  nos pinos  $\mu C$ . Quando o amplificador acaba de ser energizado, é necessário aguardar 1,0 ms para os sinais se estabilizarem antes de iniciar a conversão A/D.

O tempo total que o amplificador permanece ativo é apenas 4,40 ms por leitura, que ocorrem a cada 15 s. Considerando que a corrente de polarização é 45  $\mu A$  por canal, o incremento no consumo médio de corrente introduzido pelo MLScap, devido a sua utilização, é de 52,80 nA.

Se for realizada a mesma análise para o conversor A/D, tem-se um incremento de

17,0  $nA$  no consumo médio do MLScap. Pois, são 3,40  $ms$  de tempo total ativo, e sua corrente é de 75  $\mu A$  a 200 kps, para o mesmo intervalo de tempo entre amostras.

Como são utilizados dois canais, A/D<sub>2</sub> e A/D<sub>3</sub>, as conversões são realizadas de forma sequencial, de acordo com configuração do canal. Para reduzir o consumo, foi habilitada uma interrupção via *hardware*, no qual, o  $\mu C$  é colocado em modo de ultra baixo consumo. Finalizada a primeira conversão, o dado é salvo temporariamente, e seleciona-se o próximo canal, repetindo-se a sequência de comandos. Após a realização das conversões, os pinos de controle  $S_{W1}$ ,  $S_{W2}$  e  $S_{W3}$  são imediatamente desligados.

Os dados gerados pelas conversões necessitam ser armazenados. Como a FRAM é uma memória unificada (código e dados são armazenados em um mesmo espaço), basta posicionar o ponteiro da posição de memória na qual se deseja armazenar o dado e realizar a transferência. Esse processo se repete para os dois valores de conversão A/D. O ponteiro da próxima posição de memória, sempre, é mantido em uma posição de memória fixa. Pois, quando ocorre o *reset* todos os dados das variáveis globais serão perdidos.

No final de cada ciclo de conversão a variável  $Qte$ , contador de amostra, é incrementada em duas unidades. Esse controle determina o instante de transferência dos dados da memória FRAM para o cartão SD. Para minimizar os acessos ao SD, foi determinado que os dados permaneceriam durante 12 horas na FRAM, ou seja, duas transferências diárias de dados.

Ao atingir 12 horas de leituras, é necessário transferir os dados para o cartão SD. O sinal de controle  $S_{W4}$  habilita a chave para alimentá-lo, e após sua ativação, é preciso aguardar 2,0  $ms$  para que a mesma se estabilize. A SPI foi configurada para trabalhar com uma taxa de transferência de dados de 8 Mbps. Para iniciar a transferência, é necessário posicionar o ponteiro no início da memória FRAM, endereço no qual iniciou o armazenamento, e capturar *byte a byte* até a transferência ser completada. Para finalizar o procedimento de gravação, basta zerar  $Qte$  e desativar o sinal de controle  $S_{W4}$  para desligar a alimentação do SD.

Todos os ensaios realizados em laboratório, para gravações espaçadas a partir de 12 horas, o consumo médio do cartão SD permaneceu praticamente constante. Foram testados cartões de vários fabricantes e também de diversas classes de velocidade. Independente do cartão SD, o tempo de gravação cresce de forma linear, acompanhado o volume de dados. Como os dados são armazenados temporariamente na memória FRAM, no formato inteiro, é necessário um processamento prévio antes da transferência para o cartão SD. Esse gargalo no processamento impede a redução do tempo de transferência, e consequentemente, o consumo médio de corrente. Porém, mesmo não sendo possível essa redução, o incremento no consumo médio, devido as gravações, foi de apenas 500  $nA$ .

Portanto, a média de consumo de corrente do MLScap é de 820,8  $nA$  e pode ser calculada somando as corrente parciais do  $\mu C$ , amplificador, chave, conversor A/D e cartão SD. Se for considerado que utilizou-se uma bateria de 1,20  $Ah$ , a estimativa de tempo de

vida pode chegar a  $\approx 166$  anos. Caso fosse utilizada uma bateria do tipo CR2032, com capacidade de apenas  $240 \text{ mAh}$ , poderia chegar a  $\approx 33$  anos de tempo de vida. Ou seja, em ambos casos acabariam por descarregar devido à fuga de corrente, e não ao consumo do sistema.

#### 4.3.2.3 Experimentos em campo utilizando o MLScap

Foram realizados diversos experimentos em campo para medir os sinais de tensão  $V_{COUT}$  e  $V_{COUT2}$ . Estes, são provenientes do capacitor  $C_{out}$  e do supercapacitor  $C_{out2}$ , que fazem parte do circuito de gerenciamento de energia do MHarvesting (Figura 2.4).

O objetivo das medidas é avaliar se o sistema de *harvesting* está suprindo o módulo energeticamente. Portanto, este experimento consistiu apenas na medição do consumo de energia de um refrigerador pelo MHarvesting, e para se avaliar o desempenho do sistema de *harvesting*, utilizou-se o MLScap para mensurar a tensão dos capacitores ( $C_{out}$  e  $C_{out2}$ ). Na Figura 4.13 apresenta-se o resultado do primeiro experimento em campo no qual foram monitorados os sinais de tensão  $V_{COUT}$  e  $V_{COUT2}$  durante dois dias.

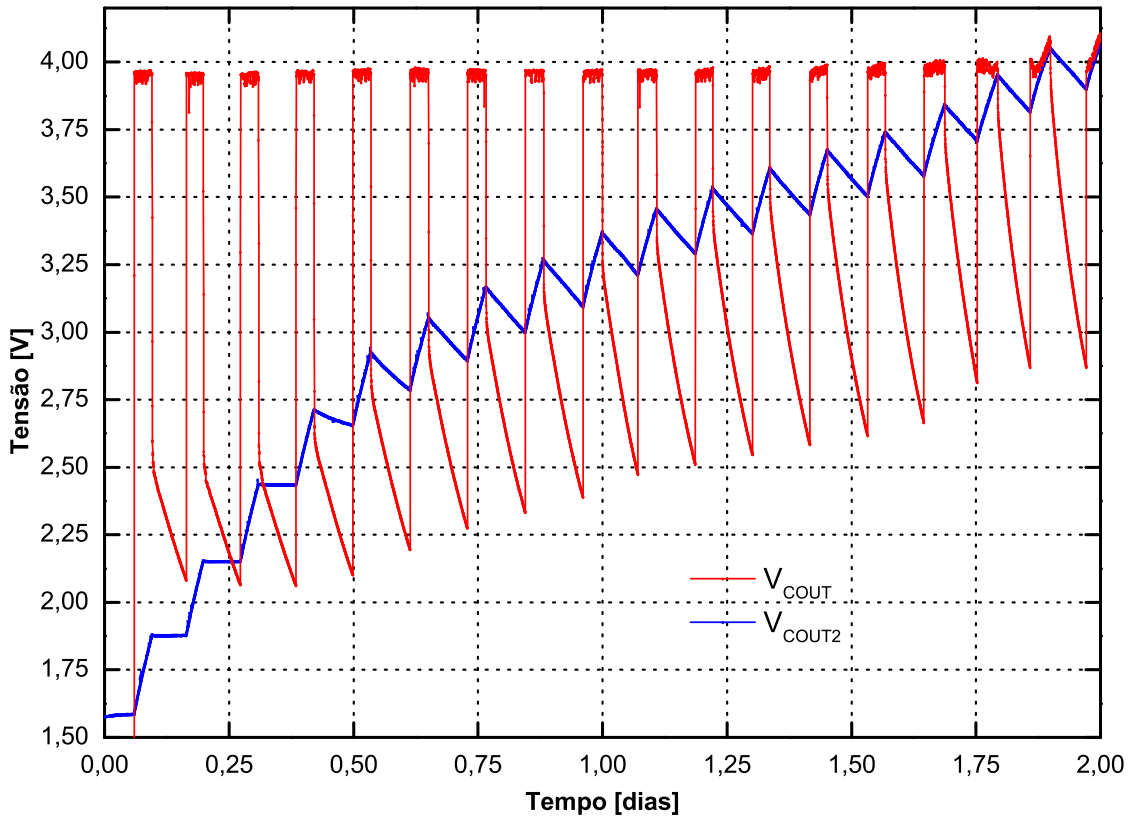


Figura 4.13: Monitoramento dos sinais de tensão  $V_{COUT}$  e  $V_{COUT2}$  pelo MLScap durante 2 dias.

Observa-se que, o nível de tensão do sinal  $V_{COUT}$ , proveniente do capacitor  $C_{out}$  de  $470 \mu\text{F}$ , era praticamente zero. Já o nível de tensão do sinal  $V_{COUT2}$ , advindo do supercapacitor  $C_{out2}$  de  $470 \text{ mF}$ , estava em  $\approx 1,6 \text{ V}$ .

Quando o sistema iniciou a medida do consumo de corrente do refrigerador, o mesmo encontrava-se desligado. Ao ligar, quase instantaneamente, o sinal  $V_{COUT}$  saltou para  $\approx 3,91$  V. Assim, o capacitor  $C_{out}$  assumiu a alimentação do MHarvesting e permaneceu alimentando o módulo enquanto o refrigerador ficou ligado. O processo de descida do sinal  $V_{COUT}$  é muito semelhante a subida. Quando o refrigerador desliga, o capacitor  $C_{out}$  só consegue manter a alimentação por apenas 50 s, ou seja, efetivamente até atingir a tensão de 2,6 V, sendo necessário outra fonte suprir o módulo energeticamente. Este processo ocorre indefinidamente enquanto o sistema permanecer ligado. Portanto, o objetivo desse capacitor de 470  $\mu$ F é assumir a alimentação do MHarvesting assim que uma carga com corrente superior a 500 mA é ligada.

Como exposto anteriormente, enquanto a tensão de  $C_{out2}$  for inferior a tensão de  $C_{out}$ , este irá carregar até 92,5 % de sua tensão programada ou 4,16 V. Após as modificações realizadas no circuito de *harvesting*, com a introdução de um diodo *Schottky* para desligar a alimentação, a tensão do capacitor  $C_{out}$  será 4,16 V menos um  $V_D$  do diodo, ou seja: durante o processo de carga a tensão em  $C_{out}$  não excederá  $\approx 3,91$  V.

Para o sinal de tensão  $V_{COUT2}$ , o processo é um pouco diferente. O objetivo do supercapacitor é manter a alimentação do MHarvesting por horas ou dias sem recarregar e realizando medidas, assim, a sua carga não será instantânea e está ligada diretamente ao seu valor de capacitância. No processo de carga, até ultrapassar a tensão de 2,5 V o supercapacitor ( $C_{out2}$ ) apenas é carregado, e não contribui com a alimentação do módulo MHarvesting. Já para tensões entre 2,5 V e 3,0 V, há uma contribuição com as outras fontes de alimentação, porém ele ainda não assume a alimentação completa do módulo. Para tensões superiores a 3,0 V o supercapacitor já supre totalmente a alimentação do MHarvesting, preservando a energia da fonte de *backup*,  $B_1$ .

Neste primeiro teste de campo, com a corrente de 1,4 A de um refrigerador (Figura 4.10), foram necessárias menos de 24 horas para o sistema de *harvesting* assumir por completo a alimentação do módulo MHarvesting. Assim, enquanto o refrigerador permanecer ligado, o módulo MHarvesting realiza medidas de corrente RMS sem utilizar a bateria de *backup*.

Para finalizar os experimentos em campo, realizou-se um teste também com refrigerador, utilizando o MLScap para mensurar as tensões do capacitor e do supercapacitor. Na Figura 4.14 apresentam-se o resultado do teste com duração de 40 dias e também pode ser visto o tempo necessário para a tensão  $V_{COUT}$  atingir seu valor máximo, quando o refrigerador é ligado.

Este teste foi realizado para avaliar o comportamento do sistema de *energy harvesting* ao longo do tempo. Observa-se que, durante os dez primeiros dias, mesmo com o refrigerador desligando a cada 20 minutos, a menor tensão mensurada para  $V_{COUT2}$  foi de  $\approx 4,0$  V. Porém, o refrigerador foi desligado por praticamente 24 horas para realização de um degelo e, conseqüentemente, a carga do supercapacitor foi utilizada para alimentar o

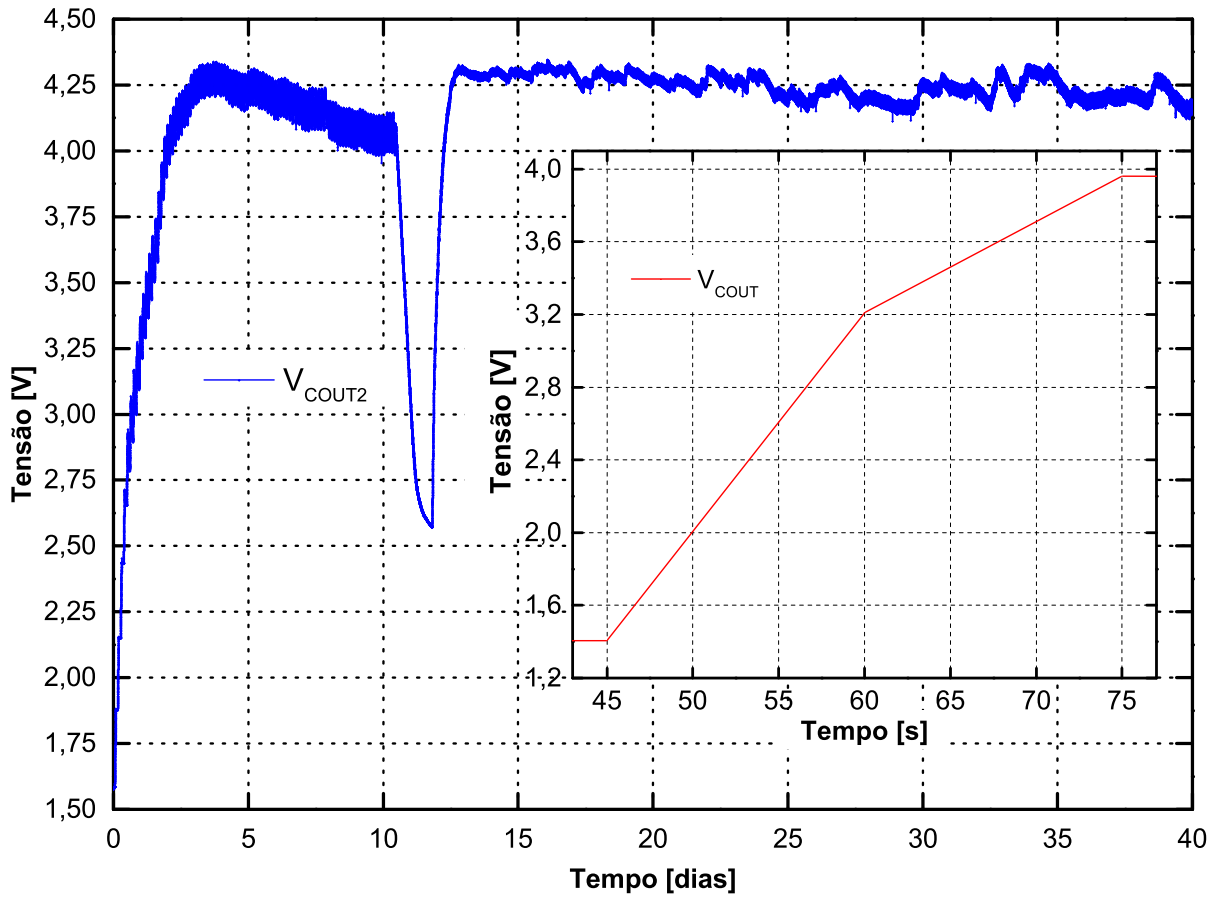


Figura 4.14: Monitoramento dos sinais de tensão  $V_{COUT}$  e  $V_{COUT2}$  durante 40 dias.

módulo MHarvesting até atingir  $\approx 2,6$  V. Ao finalizar o degelo, o refrigerador permanece ligado por um longo período antes de voltar ao ciclo normal de funcionamento. Assim, a tensão  $V_{COUT2}$  atingiu seu valor máximo novamente em algumas horas e permaneceu neste patamar enquanto o módulo MHarvesting permaneceu ligado.

A tensão  $V_{COUT2}$  foi programada para atingir 4,5 V, porém ao utilizar o diodo *Schottky* para desligar a alimentação do *harvesting* quando não a corrente no TC, esta tensão só chegará a  $\approx 4,25$  V.

Observa-se também na Figura 4.14 que a tensão  $V_{COUT}$  leva menos de 30 s para atingir seu valor máximo. Ou seja, após o refrigerador ligar, o capacitor  $C_{out}$  deverá suprir o módulo MHarvesting energeticamente em menos de 30 s.

## 4.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados três módulos que são fundamentais para o desenvolvimento do sistema não-intrusivo e alimentado pelo núcleo de *energy harvesting*. Para melhorar o desempenho do sistema de *harvesting*, para baixas correntes, foi desenvolvido um módulo sintonizador de frequência de ressonância, MSint, que anula ou diminui a reatância indutiva do TC. Com o MSint, torna-se possível iniciar a carga dos capacitores



do módulo MHarvesting a partir de correntes de 200  $mA$  no primário do TC.

Já o módulo MLog<sub>rms</sub>, foi desenvolvido para determinar a magnitude da corrente elétrica de residência típica ao longo do tempo. Com este, foi possível conhecer o consumo de corrente em modo *stand by* dos equipamentos e também os picos de consumo.

Para finalizar o capítulo, apresentou-se o módulo MLScap que monitora o nível da tensão elétrica do capacitor  $C_{out}$  e do supercapacitor  $C_{out2}$  do módulo MHarvesting. Com o MLScap observou-se que o núcleo de *energy harvesting* proporciona autonomia energética ao MHarvesting com apenas o consumo de energia do refrigerador.

## Capítulo 5

# Conclusões e Trabalhos Futuros

NESTE trabalho foram projetados e implementados cinco novos módulos que foram utilizados no estudo e análise de detecções de fraudes em instalações elétricas residenciais de baixa tensão. O medidor não-intrusivo será utilizado em campo, em uma nova etapa no processo de detecção de fraude em instalações elétricas, e o módulo interrogador será utilizado para a leitura e coleta dos dados. Os outros três módulos restantes foram utilizados para auxiliar no desenvolvimento do medidor não-intrusivo.

### 5.1 Conclusões

O equipamento eletrônico desenvolvido durante o trabalho de mestrado apresentou uma série de limitações, tanto de ordem técnica como econômica, as quais limitaram a sua utilização na prática. A primeira limitação refere-se ao elevado consumo de corrente do módulo, o que obrigou a utilização de duas baterias de alta capacidade de corrente (1.200 mA) para atender ao requisito de autonomia mínima de operação (um ano). Outro ponto negativo refere-se à baixa confiabilidade durante o processo de recepção dos dados pelo módulo interrogador. A técnica utilizada para a comunicação resultava em um grande número de colisões de dados e a consequente necessidade de retransmissão para estabelecer a comunicação entre os módulos.

Para solucionar esses problemas foram desenvolvidas várias inovações. A primeira, refere-se à utilização do cristal externo de alta frequência para calibrar, periodicamente, o cristal interno (VLO). A calibração do VLO corrige tanto a influência causada pela variação da temperatura como também pela tensão de alimentação. Se for considerado uma calibração a cada dois minutos, temos uma duração de 262,144 ms e consumo de 190  $\mu$ A. Apenas com este procedimento de calibração do VLO houve uma redução no consumo médio de corrente em 602 vezes, se comparado com a versão inicial.

Para aumentar a confiabilidade, reduzir o consumo médio de corrente e baixar o custo do circuito responsável pelo processo de comunicação, foram implementadas diversas melhorias no *hardware* e também no *firmware* do sistema de comunicação. Foi desenvolvido

um novo módulo interrogador com dois *transceivers* que realiza uma nova requisição a cada 3 ms. Essa implementação possibilitou utilizar um canal exclusivo para transmissão e outro para recepção dos dados, resultando em uma operação confiável e sem haver colisões.

No módulo medidor foram implementadas diversas rotinas no *firmware* para alterar os canais de recepção e transmissão dos dados em tempo de execução. Para reduzir o tempo de espera durante as requisições, foi implementado um procedimento para alterar a frequência entre duas ativações da recepção de dados. Ao interceptar uma solicitação a um “vizinho”, o módulo medidor altera o tempo entre duas ativações de 15 s para um 1 s. Apenas com essas implementações é possível reduzir a frequência de ativação em três vezes, e a redução total no consumo médio de corrente durante a recepção de dados baixou de 95  $\mu\text{A}$  para 6,3  $\mu\text{A}$ .

A última implementação realizada no sistema de comunicação refere-se à confecção de uma antena dipolo dobrado, que aumentou o alcance do rádio de 10 m para 350 m e eliminou todos os componentes de precisão utilizados no casamento de impedância e na linha de transmissão.

Para proporcionar autonomia energética ao medidor indireto de energia elétrica, foi desenvolvido um sistema de *energy harvesting* que utiliza a própria energia do sinal a ser mensurado, oriundo de um TC, para gerar sua alimentação. Para iniciar a carga dos capacitores do sistema de *energy harvesting* com o menor valor de corrente no primário do TC, desenvolveu-se um módulo para determinar o valor de capacitância que proporciona maior tensão no secundário, sintonizando o TC em sua frequência de ressonância.

Para analisar o desempenho do sistema de *energy harvesting*, desenvolveu-se um módulo para medir e armazenar as tensões elétricas do capacitor e do supercapacitor. Com este módulo, inicia-se a carga dos capacitores a partir de 200 mA de corrente no primário do TC, e a autonomia total é garantida com correntes no primário maiores do que 500 mA. Após a implementação do sistema de *energy harvesting* é praticamente desnecessário trocar as baterias de baixa capacidade de corrente (CR2032) de 240 mAh.

Todas as implementações realizadas para reduzir o consumo médio de corrente do medidor indireto de energia elétrica são apresentadas na Tabela 5.1. Esta Tabela também expõe as comparações de autonomia entre as versões de sistemas não-intrusivos desenvolvidos.

Tabela 5.1: Comparação de consumo entre os sistemas de detecção de fraude desenvolvidos.

Versões	v1.0		v9.1 sem <i>harvesting</i>		v9.1 + <i>harvesting</i>	
Operação	Estoque	Campo	Estoque	Campo	Estoque	Campo
Consumo [ $\mu\text{A}$ ]	375,0	280,0	10,0	36,0	10,0	0,0
Autonomia [dias]	30		434		2000	

Para calcular a estimativa de tempo de vida, foram consideradas baterias do tipo CR2032 com capacidade de 240 mAh e realizou-se uma média dos consumos em *Estoque*

e em *Campo*. Observa-se que o consumo da versão v3.1 sem o sistema de *harvesting* é quase 15 vezes menor que a versão v1.0. Já na versão como o sistema *energy harvesting*, a redução no consumo chega a 66 vezes, ou seja, dependendo da qualidade da bateria utilizada na implementação, a descarga que irá ocorrer pela fuga.

## 5.2 Perspectiva de trabalhos futuros

O sistema desenvolvido apresentou excelente desempenho, com início da carga dos supercapacitores do *harvesting* a partir de 200 mA de corrente no primário do TC e autonomia energética total para correntes superiores a 500 mA. No entanto, é necessário aumentar a eficiência do sistema, pois o transformador de corrente utilizado no desenvolvimento do projeto do sistema não-intrusivo possui uma relação de transformação de 2500:1, ou seja, fornece um corrente de  $400\mu\text{A/A}$  no secundário TC. Assim, é fundamental reduzir as perdas do circuito de *energy harvesting* para iniciar a carga dos supercapacitores com correntes inferiores a 200 mA e, principalmente, para correntes acima de 7,5 A. Assim, acredita-se que o desenvolvimento de um circuito dedicado de *energy harvesting* apresente desempenho superior ao implementado no presente trabalho.

Após as otimizações realizadas no sistema de *clock* e na comunicação sem fio, o grande responsável pelo consumo de corrente do módulo (enquanto não realiza medidas) é o sistema de conversão A/D, uma vez que periodicamente é necessário ligar a referência de tensão e também o conversor A/D  $\Sigma\Delta$  para verificar se há sinal no primário do transformador de corrente para iniciar as medidas. Este consumo é o principal limitador para a manter os medidores estocados por longos períodos. Portanto, sugere-se o desenvolvimento de um circuito para indicar, através da corrente no secundário do TC, que o módulo está em operação e o sistema de conversão A/D necessita iniciar as leituras de corrente.

Para as versões desenvolvidas, os módulos devem permanecer por um período fixo realizando medidas em campo e na sequência são conduzidos até uma base de operação para realizar a coleta dos dados. Dessa forma, durante o processo de medida de corrente RMS, desliga-se a recepção de dados para reduzir o consumo médio de corrente do módulo e, consequentemente, não é possível estabelecer comunicação com o medidor. Portanto, sugere-se estudar e desenvolver alguma técnica para informar ao  $\mu C$  que é necessário ligar a recepção de dados para estabelecer uma comunicação como o dispositivo mestre. Assim, surge a possibilidade de realizar a coleta dos dados enquanto o dispositivo realiza medidas de corrente em campo.

Por fim, vislumbra-se a possibilidade de desenvolvimento de um sistema que proporcione a realização da auto-calibração dos medidores a nível de *firmware*, com a menor interferência de operadores, já que o procedimento de calibração/recalibração do conjunto de sistema de medida eletrônico e transformador de corrente é uma das grandes dificuldades para a produção e operação em larga escala dos módulos medidores.

## Referências Bibliográficas

- [1] ANEEL., *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST.*, Módulo 7 - Cálculo de Perdas na Distribuição., 15/04/2015.
- [2] S.-j. Chen, T.-s. Zhan, C.-h. Huang, J.-l. Chen, and C.-h. Lin, “Nontechnical loss and outage detection using error-based fuzzy petri nets in micro-distribution systems,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 1, pp. 411–420, 2015.
- [3] ANEEL., *Módulo 2: Revisão Tarifária Periódica das Concessionárias de Distribuição.*, Submódulo 2.6 Perdas de Energia., 06/05/2015.
- [4] F. J. and D. H., “Non-technical losses in electrical power systems.” M. Sc Thesis, Russ College of Engineering and Technology, Ohio University., 2002.
- [5] O. A. C. C. Eduardo. Werley S. dos Angelos, Osvaldo. R. Saavedra and A. N. de Souza, “Detection and identification of abnormalities in customer consumptions in power distribution systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 4, pp. 2436–2442, 2011.
- [6] LIGHT., *Informações Trimestrais - ITR.*, Light Serviços de Eletricidade S.A., 30/06/2015.
- [7] AMPLA., *Informações Trimestrais - ITR.*, Ampla Energia e Serviços S.A., 30/09/2015.
- [8] L. M. Mimmi and S. Ecer, “An econometric study of illegal electricity connections in the urban favelas of belo horizonte, brazil,” *Energy Policy*, vol. 38, no. 9, pp. 5081–5097, 2010.
- [9] F. J. O. Moraes, “Equipamento eletrônico de baixo consumo com comunicação sem fio para auxílio nas inspeções de detecção de roubo de energia elétrica.” Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica, UNICAMP., 2011.
- [10] *MSP430AFE2x3, MSP430AFE2x2 and MSP430AFE2x1: Mixed-Signal Microcontrollers Datasheet*, Texas Instruments, 2011. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430afe232.pdf>

- [11] N. M. Roscoe, M. D. Judd, and S. Member, “Harvesting energy from magnetic fields to power condition monitoring sensors,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 6, pp. 2263–2270, 2013.
- [12] Y. K. Tan, S. Member, S. K. Panda, and S. Member, “Self-autonomous wireless sensor nodes with wind energy harvesting for remote sensing of wind-driven wildfire spread,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 4, pp. 1367–1377, 2011.
- [13] V. Raghunathan, A. Kansal, J. Hsu, J. Friedman, and M. Srivastava, “Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems,” pp. 457–462, 2005.
- [14] S. Bader and B. Oelmann, “Enabling battery-less wireless sensor operation using solar energy harvesting at locations with limited solar radiation,” *Fourth International Conference on Sensor Technologies and Applications*, 2010.
- [15] G. K. Ottman, H. F. Hofmann, A. C. Bhatt, and G. A. Lesieutre, “Adaptive Piezoelectric Energy Harvesting Circuit for Wireless Remote Power Supply,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 669–676, 2002.
- [16] E. P. James, M. J. Tudor, S. P. Beeby, N. R. Harris, J. N. Ross, and N. M. White, “An investigation of self-powered systems for condition monitoring,” *Sensors and Actuators A*, vol. 110, pp. 171–176, 2004.
- [17] C. R. Saha, H. Loder, S. Beeby, and J. Tudor, “Optimization of an electromagnetic energy harvesting device,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 10, pp. 3509–3511, 2006.
- [18] P. C. Dias, F. José, O. Morais, M. Bernadete, D. M. França, E. C. Ferreira, A. Cabot, and J. A. S. Dias, “Autonomous multisensor system powered by a solar thermoelectric energy harvester with ultralow-power management circuit,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, pp. 2918–2925, 2015.
- [19] A. Prijić and D. Vu, “Thermal energy harvesting wireless sensor node in aluminum core pcb technology,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 1, pp. 337–345, 2015.
- [20] R. H. Bhuiyan, S. Member, R. A. Dougal, S. Member, M. Ali, and S. Member, “A miniature energy harvesting device for wireless sensors in electric power system,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 10, no. 7, pp. 1249–1258, 2010.
- [21] J. P. Amaro, R. Cortesao, J. Landeck, and F. J. T. E. Ferreira, “Harvested power wireless sensor network solution for disaggregated current estimation in large buildings,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, pp. 1847–1857, 2015.

- 
- [22] *TS5A23159: 1- $\Omega$  2-Channel SPDT Analog Switch 1.65V to 5.5V 2-Channel 2:1 Multiplexer/Demultiplexer Datasheet*, Texas Instruments, 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ts5a23159.pdf>
- [23] *MMBD1503A: Small Signal Diodes Datasheet*, Fairchild Semiconductor Corp., 2014. [Online]. Available: <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/MM/MMBD1503A.pdf>
- [24] *LTC31081: Ultralow Voltage Step-Up Converter and Power Manager Datasheet*, Linear Technology Corpo., 2010. [Online]. Available: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/31081fb.pdf>
- [25] *BAR42 and BAR43: Small signal Schottky diode Datasheet*, STMicroelectronics, 2014. [Online]. Available: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00000764.pdf>
- [26] *BAT721S: Schottky barrier diodes in small packages Datasheet*, NXP Semiconductors, 2006. [Online]. Available: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/1PS76SB21\\_BAT721\\_SER.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/1PS76SB21_BAT721_SER.pdf)
- [27] *TPS783xx: 500 nA  $I_Q$ , 150 mA, Ultralow Quiescent Current Low-Dropout Linear Regulator Datasheet*, Texas Instruments, 2014. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps783.pdf>
- [28] *TLV3691:  $\pm 0.45$  V to  $\pm 3.25$  V, 75 nA  $I_Q$ , Nanopower Comparator Datasheet*, Texas Instruments, 2013. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv3691.pdf>
- [29] *CC2500: Low-Cost Low-Power 2.4GHz RF Transceiver*, Texas Instruments, 2008. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2500.pdf>
- [30] *MSP430F5510 and MSP430F550x: Mixed-Signal Microcontrollers Datasheet*, Texas Instruments, 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430f5510.pdf>
- [31] *MCP1700T: Low Quiescent Current LDO Datasheet*, Microchip Technology Inc., 2013. [Online]. Available: <http://txyz.info/b10n1c/datasheets/MCP1700.pdf>
- [32] *LCTC-0250: Clamp on Current Transformers Datasheet*, YUANXING Electronics Corp., 2010. [Online]. Available: <http://www.yuanxing.net/pdf/Clamp%20on%20Current%20Transformers.pdf>
- [33] *MSP430FR59xx: Mixed-Signal Microcontrollers Datasheet*, Texas Instruments, 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430fr5959.pdf>

- [34] *SRS-05VDC-SL: 3A 250VAC 30VDC Relay Datasheet*, Ningbo Songle Relay Corp., 2010. [Online]. Available: <http://www.songle.com/pdf/20085271543431001.pdf>
- [35] *CR3110-3000: Split-Core Current Transformer Datasheet*, CR Magnetics Inc., 2013. [Online]. Available: <http://midondesign.com/Documents/CR3110.pdf>
- [36] J. Oria, L. Alonso, L. Santamaria, R. Martin, a. Vázquez, and F. Viadero, “Portable datalogger for intracranial pressure monitoring and intelligent diagnosis,” *Electronics Letters*, vol. 47, no. 5, p. 307, 2011.
- [37] S. S. Panahi, S. Ventosa, J. Cadena, A. Manuel-Lázaro, A. Bermúdez, V. Sallarès, and J. Piera, “A low-power datalogger based on compactflash memory for ocean bottom seismometers,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 10, pp. 2297–2303, 2008.
- [38] D. Luo, Z. Ibrahim, H. Yang, and Z. Ismail, “Use of tapered optical fiber sensors in study of the hydration process of cement paste,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 9, pp. 3415–3420, 2013.
- [39] *MSP430I204x, MSP430I203x and MSP430I202x: Mixed-Signal Microcontrollers Datasheet*, Texas Instruments, 2014. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430i2041.pdf>
- [40] *ADG819 and ADG820: Datasheet*, Analog Devices Inc., 2010. [Online]. Available: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG819.pdf>
- [41] M. D. Gillman, J. S. Donnal, J. Paris, S. B. Leeb, M. A. H. El Sayed, K. Wertz, and S. Schertz, “Energy accountability using nonintrusive load monitoring,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 6, pp. 1923–1931, 2014.
- [42] *MSP430FR59xx: Mixed-Signal Microcontrollers Datasheet*, Texas Instruments, 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430fr5949.pdf>
- [43] *ADG711, ADG712 and ADG713: 2,5  $\Omega$  Typical On Resistance, +1,8V/+6V, Quad SPST Switches Datasheet*, Analog Devices Inc., 2009. [Online]. Available: [http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG711\\_712\\_713.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG711_712_713.pdf)
- [44] *TLV2454: Precision Rail-to-Rail Input and Output Op Amps Datasheet*, Texas Instruments, 2005. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv2454.pdf>